DISSERTAÇÃO DE MESTRADO Nº 1087

DESENVOLVIMENTO DE METODOLOGIA PARA PROJETO DE INDUTORES UTILIZADOS EM UPS DE ALTO RENDIMENTO

Pedro Humberto Jacinto Vilkn

DATA DA DEFESA: 12/11/2018

Universidade Federal de Minas Gerais

Escola de Engenharia

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

DESENVOLVIMENTO DE METODOLOGIA PARA PROJETO DE INDUTORES UTILIZADOS EM UPS DE ALTO RENDIMENTO

Pedro Humberto Jacinto Vilkn

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Lenin Martins Ferreira Morais

Belo Horizonte - MG

Novembro de 2018

Vilkn, Pedro Humberto Jacinto.
V711d Desenvolvimento de metodologia para projeto de indutores utilizados em UPS de alto rendimento [manuscrito] / Pedro Humberto Jacinto Vilkn. – 2018.

138 f., enc.: il.

Orientador: Lenin Martins Ferreira Morais.

Dissertação (mestrado) Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.

Bibliografia: f. 136-138.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Calorimetria - Teses.
3. Indutores elétricos - Teses. 4. Método dos elementos finitos – Teses.
I. Morais, Lenin Martins Ferreira. II. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. III. Título.

CDU: 621.3(043)

"Desenvolvimento de Metodologia para Projeto de Indutores Utilizados em UPS de Alto Rendimento"

Pedro Humberto Jacinto Vilkn

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 12 de novembro de 2018.

Por:

Prof. Dr. Lenin Martins Ferreira Morais
DELT (UFMG) - Orientador

Prof. Dr. Porfirio Cabaleiro Cortizo
DELT (UFMG)

Prof. Dr. Paulo Fernando Seixas
DELT (UFMG)

Prof. Dr. Marcos Antônio Severo Mendes
DELT (UFMG)

Prof. Dr. Thiago Ribeiro de Oliveira
DELT (UFMG)

Dedico este trabalho a aqueles que me acompanharam durante esta jornada. Aos meus amigos, tanto os que ainda me seguem nesta jornada, quanto os que se distanciaram tomando outros caminhos. À minha família pelo apoio mesmo quando decidi tomar meu próprio caminho. Mas em especial ao meu avô Benedito que acendeu a fagulha de interesse que me incentivou a me tornar um engenheiro mas não pôde ver o quão brilhante se tornou o fogo que veio daquela fagulha.

Agradecimentos

Devo agradecer em primeiro lugar à minha família pelo apoio e compreensão ao longo do período deste trabalho. Em especial também agradeço à minha mãe, Marta, e meu pai, Humberto, por sempre estarem presentes e dispostos a ajudar nas ocasionais dificuldades.

Agradeço também à minha ex-namorada Alice que, apesar de tomarmos caminhos diferentes ao final, foi minha maior motivação e apoio durante a maior parte do trabalho.

Agradeço aos professores e funcionários do PPGEE que possibilitaram, contribuíram e participaram desta etapa de minha formação acadêmica.

Agradeço aos colegas do GEP pela colaboração mútua entre os trabalhos que gerou tantas discussões produtivas e soluções para diversos problemas que encontramos no caminho.

Agradeço também à ENGETRON e sua equipe, pela viabilização do trabalho e disponibilização de materiais e equipamentos para realização dos experimentos.

Finalmente agradeço à CAPES pelo apoio financeiro que permitiu minha dedicação exclusiva ao trabalho.

"Our virtues and our failings are inseparable, like force and matter. When they separate, man is no more."

(Nikola Tesla)

Resumo

Este trabalho tem o objetivo de criar uma metodologia de projeto de indutores para condições de corrente e tensão não senoidais, podendo ser aplicada para todos os tipos de conversores chaveados e mais especificamente UPS de alto rendimento. Para isto foram revistos o projeto de indutores considerando efeitos pelicular e de proximidade, assim como efeitos de alteração de permeabilidade magnética que não são usualmente utilizados em projetos convencionais. O texto apresenta as equações e algoritmos necessários para o projeto de indutores na metodologia. Além disso foi apresentado uma forma de cálculo de temperatura e campos eletromagnéticos através do método de elementos finitos. Também foi proposto um modelo de indutância não linear para simulação do efeito de saturação do indutor. Foram também criados um calorímetro para medição de perdas totais que, em conjunto com métodos de medição de perdas no núcleo e no cobre, permitem avaliar resultados experimentais dos indutores que foram projetados seguindo a metodologia proposta. Foram realizados experimentos e os resultados foram apresentados no texto. Os resultados confirmam a viabilidade da metodologia utilizada, mas ainda apresentam problemas que foram identificados. Sendo propostas diversas formas para a melhoria tanto do sistema de medição quanto para versões futuras da metodologia de projeto.

Palavras-chaves: Projeto de indutores, Perdas no núcleo, IGSE, calorímetro, medição de perdas.

Abstract

This work aims to create a methodology for the design of inductors for non-sinusoidal conditions, and it can be applied to all types of switched inverters and more specifically high performance UPS. For this, the design of inductors considering skin and proximity effects, as well as magnetic permeability alteration effects that are not usually used in conventional designs were reviewed. The text presents the equations and algorithms required for the design of inductors in the methodology. In addition, a way of calculating temperature and electromagnetic fields was presented using the finite element method. Also, a nonlinear inductance model was proposed to simulate the inductor saturation effect. A calorimeter was also created for the measurement of total losses, which, together with methods of measurement of losses in the core and copper, allow to evaluate experimental results of the inductors that were projected following the proposed methodology. Experiments were performed and the results were presented in the text. The results confirm the viability of the methodology used, but still present problems that were identified. Several ways are proposed to improve both the measurement system and future versions of the design methodology.

Keywords: Inductor Design, Core Losses, IGSE, calorimeter, loss measurement.

Lista de figuras

Figura 2.1 – Curvas de magnetização normal para diferentes permeabilidades nos núcleos Kool $m\mu$ 34
Figura 2.2 – Curvas de magnetização normal para diferentes tecnologias de núcleos com permeabilidade 60μ 35
Figura 2.3 – Curvas de perda de permeabilidade inicial em função do campo magnético c.c. para diferentes permeabilidades nos núcleos Kool $m\mu$ 36
Figura 2.4 – Curvas de perda de permeabilidade inicial em função do campo magnético c.c. para diferentes tecnologias de núcleos com permeabilidade 60μ . . 36
Figura 2.5 – Curvas de perda de permeabilidade inicial em função da frequência para diferentes permeabilidades nos núcleos Kool $m\mu$ 38
Figura 2.6 – Curvas de perda de permeabilidade inicial em função da frequência para diferentes tecnologias de núcleos com permeabilidade 60μ 38
Figura 2.7 – Curvas de variação de permeabilidade inicial em função da temperatura para diferentes permeabilidades nos núcleos Kool $m\mu$ 39
Figura 2.8 – Curvas de variação de permeabilidade inicial em função da temperatura para diferentes tecnologias de núcleos com permeabilidade 60μ 39
Figura 2.9 – Curvas de perda de permeabilidade inicial em função da densidade de fluxo magnético c.a. para diferentes permeabilidades nos núcleos Kool $m\mu$ 40
Figura 2.10–Curvas de perda de permeabilidade inicial em função da densidade de fluxo magnético c.a. para diferentes tecnologias de núcleos com permeabilidade 60μ 41
Figura 2.11–Curvas de densidade de perdas para diferentes permeabilidades nos núcleos Kool $m\mu$ com frequência 10 KHz 42
Figura 2.12–Curvas de densidade de perdas para diferentes frequências nos núcleos kool $m\mu$ com permeabilidade 60μ e variação de densidade de fluxo magnético $0.2T$ 42
Figura 2.13–Curvas de densidade de perdas para diferentes tecnologias de núcleo com permeabilidade 60μ e frequência 10 KHz 43
Figura 2.14–Curvas de densidade de perdas para diferentes tecnologias de núcleo com permeabilidade 60μ e variação de densidade de fluxo magnético $0.2T$ 43

Figura 2.15–Ilustração do efeito pelicular 45
Figura 2.16–Ilustração do efeito proximidade (Correntes no mesmo sentido) 46
Figura 2.17–Ilustração do efeito proximidade (Correntes no sentido contrário) . . . 47
Figura 3.1 – Fluxograma da metodologia de projeto dos indutores proposta 50
Figura 3.2 – Fluxograma do *loop* para cálculo do número de espiras 54
Figura 3.3 – Fluxograma do calculo do enrolamento 58
Figura 3.4 – Distribuição de 1A corrente no condutor de cobre 18AWG em 1Hz . . . 61
Figura 3.5 – Distribuição de 1A corrente no condutor de cobre 18AWG em 1kHz . . 61
Figura 3.6 – Distribuição de 1A corrente no condutor de cobre 18AWG em 10kHz . 62
Figura 3.7 – Distribuição de 1A corrente no condutor de cobre 18AWG em 100kHz . 62
Figura 3.8 – Distribuição de 1A corrente no condutor de cobre 18AWG em 1000kHz 62
Figura 3.9 – $R_{c.a.}$ em função da frequência num cabo de cobre AWG18 transportando 1A 63
Figura 3.10–Efeito pelicular e de proximidade em um par de fios AWG14 @$100kHz$ transportando $I_{mean} = 1A$ 64
Figura 3.11–Perfil de densidade de corrente ao longo da seção transversal do condutor cilíndrico para efeito pelicular e de proximidade 64
Figura 3.12–Explicação do IGSE 69
Figura 4.1 – Janela de definição do problema no FEMM 79
Figura 4.2 – Ferramentas para desenho do modelo no FEMM 79
Figura 4.3 – Modelo de um toróide N=20 com representação em um quarto 81
Figura 4.4 – Janelas de configuração dos circuitos no FEMM 81
Figura 4.5 – Modelo utilizado para avaliação da corrente em espiras de múltiplos fios em paralelo no FEMM 82
Figura 4.6 – Janela de configuração da propriedades dos materiais 83
Figura 4.7 – Ferramentas para execução dos cálculos e visualização de resultados no FEMM 84
Figura 4.8 – Modelo obtido após se gerar o *mesh* no FEMM 85
Figura 4.9 – Densidade de fluxo magnético num indutor $L = 36\mu H$ toroidal com $N = 20$ utilizando fios AWG8 obtido pelo FEMM 85
Figura 4.10–Campo magnético num indutor $L = 36\mu H$ toroidal com $N = 20$ utilizando fios AWG8 obtido pelo FEMM 86

Figura 4.11–Densidade corrente num indutor $L = 36\mu H$ toroidal com $N = 20$ utilizando fios AWG8 obtido pelo FEMM 87
Figura 4.12–Janela de resultados do circuito no FEMM 87
Figura 4.13–Desenhos dos modelos para problemas térmicos de indutor toroidal no FEMM 89
Figura 4.14–Aplicação do FEMH para estimação da elevação de temperatura 90
Figura 4.15–Desenhos dos modelos para problemas térmicos de indutor toroidal no FEMM 91
Figura 5.1 – Circuitos equivalentes de um indutor: 93
Figura 5.2 – Modelo de indutância saturável para simulação 95
Figura 5.3 – Diagrama utilizado na simulação do modelo de indutância não linear . 96
Figura 5.4 – Tensão aplicada ao terminal do indutor em $f = 50KHz$ 97
Figura 5.5 – Comparação das correntes com $f = 50KHz$ 97
Figura 5.6 – Comparação das correntes com $f = 10KHz$ 97
Figura 5.7 – Comparação das correntes com $f = 5KHz$ 98
Figura 5.8 – Tensão de referência utilizada na simulação 98
Figura 5.9 – Comparação das correntes no indutor para carga de $R = 6\Omega$ 99
Figura 5.10–Detalhe das correntes em torno de zero 99
Figura 5.11–Detalhe das correntes próximo ao pico 99
Figura 5.12–Comparação das correntes no indutor para carga de $R = 3\Omega$ 100
Figura 5.13–Detalhe das correntes em torno de zero para carga de $R = 3\Omega$ 100
Figura 5.14–Detalhe das correntes próximo ao pico para carga de $R = 3\Omega$ 100
Figura 5.15–Comparação das correntes no indutor para carga de $R = 0.5\Omega$ 101
Figura 5.16–Detalhe das correntes em torno de zero para carga de $R = 0.5\Omega$ 101
Figura 5.17–Detalhe das correntes próximo ao pico para carga de $R = 0.5\Omega$ 102
Figura 6.1 – Diagrama do calorímetro em funcionamento sem carga 104
Figura 6.2 – Calorímetro desenvolvido para medição de perdas totais 105
Figura 6.3 – Identificação dos sistemas nas câmaras do calorímetro 106
Figura 6.4 – Identificação dos sistemas na parte traseira do calorímetro 107
Figura 6.5 – Detalhe da Câmara interna e sistema de refrigeração na parte traseira do calorímetro 108
Figura 6.6 – Diagrama para medição de potência no núcleo 110
Figura 6.7 – Tensão e corrente medidas antes e depois do filtro fase zero 112

Figura 6.8 – Curvas $B \times H$ medidas antes e depois do filtro fase zero 112
Figura 7.1 – Fotos dos indutores projetados 114
Figura 7.2 – Diagrama do conversor buck utilizado para testar as indutâncias 115
Figura 7.3 – Indutância final para o projeto do indutor C considerando os núcleos High-Flux 60μ 116
Figura 7.4 – Densidade de fluxo para o projeto do indutor C considerando os núcleos High-Flux 60μ 117
Figura 7.5 – Número de espiras para o projeto do indutor C considerando os núcleos High-Flux 60μ 118
Figura 7.6 – Preenchimento da janela do núcleo para o projeto do indutor C considerando os núcleos High-Flux 60μ 118
Figura 7.7 – Número de camadas para o projeto do indutor C considerando os núcleos High-Flux 60μ 119
Figura 7.8 – Perdas no cobre c.c. para o projeto do indutor C considerando os núcleos High-Flux 60μ 120
Figura 7.9 – Perdas no cobre c.a. para o projeto do indutor C considerando os núcleos High-Flux 60μ 120
Figura 7.10–Variação da densidade de fluxo para o projeto do indutor C considerando os núcleos High-Flux 60μ 121
Figura 7.11–Perdas no núcleo para o projeto do indutor C considerando os núcleos High-Flux 60μ 121
Figura 7.12–Perdas totais para o projeto do indutor C considerando os núcleos High-Flux 60μ 122
Figura 7.13–Eficiência para o projeto do indutor C considerando os núcleos High-Flux 60μ 123
Figura 7.14–Elevação de temperatura para o projeto do indutor C considerando os núcleos High-Flux 60μ 123
Figura 7.15–Comparação da indutância estimada e calculada para a condição de carga, considerando a tolerância requerida no projeto 126
Figura 7.16–Comparação da indutância medida e calculada para a condição à vazio, considerando a tolerância requerida no projeto 127
Figura 7.17–Exemplo do gráfico de potência medida pelo calorímetro na interface do LABVIEW 128

Figura 7.18–Oscilação observada devido ao sistema de ventilação 128
Figura 7.19–Comparação de perdas no cobre 130
Figura 7.20–Comparação de perdas totais 130
Figura 7.21–Comparação de perdas no núcleo 131
Figura 7.22–Comparação de perdas totais considerando os limites de erro do calorímetro 131
Figura 7.23–Comparação de perdas no núcleo considerando os limites de erro do calorímetro 132
Figura 8.1 – Fluxograma do procedimento de aprimoramento dos resultados 134

Lista de tabelas

Tabela 1 – Resultados de profundidade de penetração, $R_{c.a.}$ e $R_{c.c.}$ 63
Tabela 2 – Características dos programas de calculo utilizando FEM considerados 72
Tabela 3 – Parâmetros do conversor 115
Tabela 4 – Parâmetros iniciais utilizados no projeto 116
Tabela 5 – Dados de projeto dos indutores 124
Tabela 6 – Dados de dimensionais dos núcleos dos indutores 124
Tabela 7 – Comparação dos valores obtidos de indutância quando em carga 125
Tabela 8 – Comparação dos valores obtidos de indutância a vazio 125
Tabela 9 – Erro da indutância $L_{est} - L_{proj}$ 126
Tabela 10 – Perdas medidas e calculadas nos indutores 129
Tabela 11 – Erro de potência 129

Lista de abreviaturas e siglas

UPS	*Uninterruptible power suply*
SiC	Carbeto de silício
GaN	Nitreto de gálio
Si	Silício
TED	*Truncated exponential decay*
ML	*Modified Lorentzian*
PWM	*Pulse width modulation*
MLT	*Mean length turn*
MSE	*Modified Steinmetz equation*
GSE	*Generalized Steinmetz equation*
iGSE	*Improved generalized Steinmetz equation*
I2GSE	*Improved improved generalized Steinmetz equation*
FEM	*Finite element method*
BEM	*Boundary element method*
FDTD	*finit-difference time-domain method*
FMM	*Fast multipole method*
PO	*Physical optics*
GO	*Geometrical optics*

UTD	*Uniform geometrical theory of diffraction*
DXF	*Drawing interchange format*
CAD	*Computer aided design*
CCAW	*copper-clad aluminium wire*
AWG	*American wire gauge*

Lista de símbolos

H	Intensidade do campo magnético
dl	elemento de comprimento do caminho magnético
i	Corrente
$\mathcal{F}$	Força magnetomotriz
B	Densidade de fluxo magnético
μ	Permeabilidade magnética
ϕ	fluxo magnético
$\mathcal{R}$	Relutância magnética
l	Comprimento médio do caminho magnético
A	Área da secção transversal do caminho magnético
r	Raio
N	Número de espiras em uma bobina
L	Indutância
R	Resistência
E_T	Energia dissipada no período
P_h	Potência dissipada devido à histerese
vol_{core}	Volume do núcleo
F	Frequência

$Temp$	Temperatura
Pl	Densidade de perdas
B_{pk}	Amplitude da variação da densidade de fluxo
j	Densidade de corrente
t	Tempo
σ	Condutividade elétrica
D	Ciclo de trabalho, *duty cycle*
T_{sw}	Período de chaveamento
$V_{c.c.}$	Tensão do barramento c.c.
I_p	Corrente de pico
B_{max}	Limite máximo da densidade de fluxo para o projeto
B_{sat}	Valor de saturação da densidade de fluxo
A_L	Indutância específica
I_e	Comprimento do caminho magnético
ρ	Resistividade
δ	profundidade de penetração de corrente no efeito pelicular
A_{cobre}	Área transversal total de cobre de uma espira
d_{fio}	Diâmetro de um fio individual da espira
n_{fios}	Número de fios em paralelo da espira
A_{fio}	Área transversal de um fio individual da espira
Ac_{total}	Área transversal total da espira
A_w	Área da janela do núcleo
C_{fio}	Comprimento do fio da espira

Aef_k	Área efetiva de cobre para a componente harmônica k
R_k	Resistência do tio para a componente harmônica k
$Rtotal_k$	Resistência da espira para a componente harmônica k
I_k	Corrente para a componente harmônica k
P_{cobre}	Potência dissipada no cobre
α	Constante alpha da equação de Steinmetz
β	Constante beta da equação de Steinmetz
K	Constante K da equação de Steinmetz
P_{core}	Potência dissipada no núcleo
K_i	Constante K da equação de Steinmetz melhorada
ϕ_{max}	Ângulo máximo de atraso na curva de histerese
Z	Impedância
C	Capacitância
X	Reatância
Φ	Fluxo magnético
ρ_{H2O}	densidade volumétrica da água
c_p	Calor específico da água
R_{th}	Resistência térmica
R_{shunt}	Resistor série
L_{proj}	Indutância que é definida no início de um projeto
$L_{inicial}$	Indutância no início do loop de saturação
L_{final}	Indutância no final do loop de saturação
L_{leak}	Indutância de dispersão esperada

L_{total}	Indutância total
OD	Diâmetro externo do núcleo toroidal
ID	Diâmetro interno do núcleo toroidal
HT	Altura ou profundidade do núcleo toroidal
A_e	Área da secção transversal do núcleo
V	Volume
L_{est}	Indutância estimada pela derivada de corrente
L_{RLC}	Indutância medida pela ponte RLC
L_{ideal}	Indutância ideal

Sumário

1 Introdução 25

1.1 Contextualização 25

1.2 Motivação 26

1.3 Objetivos gerais 27

1.4 Objetivos específicos 27

1.5 Métodos utilizados 28

1.6 Organização do texto 28

2 Análise das Características Magnéticas 29

2.1 Circuitos magnéticos 29

2.2 Materiais Magnéticos 32

2.2.1 Curva de Magnetização Normal ou curva $B \times H$ 33

2.2.2 Variação da permeabilidade devido ao campo magnético c.c. $\mu \times H_{c.c.}$ 35

2.2.3 Variação da permeabilidade devido à frequência $\mu \times F$ 37

2.2.4 Variação da permeabilidade devido à temperatura $\mu \times Temp$ 37

2.2.5 Variação da permeabilidade devido à densidade de fluxo magnético c.a. $\mu \times B_{c.a.}$ 40

2.2.6 Curva de Densidade de Perdas 41

2.3 Efeito Pelicular e de Proximidade 44

2.3.1 Efeito Pelicular 44

2.3.2 Efeito de Proximidade 45

2.4 Conclusões 47

3 Algorítimo de Projeto de Indutores Proposto 48

3.1 Estrutura do projeto 48

3.2 Parâmetros de entrada 51

3.2.1 Parâmetros elétricos 51

3.2.2 Parâmetros de limitação construtiva e de utilização 52

3.3 escolha do núcleo 53

3.4 Cálculo do número de espiras 54

3.5 Definição do fio e cálculo do preenchimento da janela 57

3.6 *Perdas no enrolamento* 60
3.7 *Perdas no núcleo* 66
3.8 *Elevação de temperatura* 69
3.9 *Conclusões* 70

4 Cálculo de Campo e Temperatura Utilizando o Método de Elementos Finitos 71
4.1 *O método de elementos finitos* 71
4.2 *Introdução ao FEMM* 73
4.3 *Limitações do FEM* 76
4.3.1 Trançamento e curvatura dos fios 76
4.3.2 Forma de onda de corrente e harmônicos 76
4.3.3 Informações do material do núcleo 77
4.3.4 Definição das constantes das fronteiras térmicas 77
4.3.5 O que se resolve usando modelos 3D? 78
4.4 *Utilização do FEMM para problemas magnéticos* 78
4.4.1 Definição do tipo do problema 78
4.4.2 Desenho do modelo 79
4.4.3 Definição dos circuitos 81
4.4.4 Definição dos materiais 83
4.4.5 Criação das fronteiras 84
4.4.6 Processo de execução do problema 84
4.5 *Utilização do FEMM heat flow* 87
4.5.1 Definição do tipo do problema 88
4.5.2 Desenho do modelo 88
4.5.3 Definição dos condutores 89
4.5.4 Definição dos materiais 89
4.5.5 Criação das fronteiras 89
4.5.6 Processo de Execução do problema 90
4.6 *Conclusões* 91

5 Modelo de Indutância não Linear 92
5.1 *Conclusões* 102

6 Sistemas de medição de perdas 103
6.0.1 Medição de Perdas Totais: Calorímetro 103
6.0.2 Problemas na operação do calorímetro 107
6.0.3 Medição de Perdas no Cobre 109
6.0.4 Medição de Perdas no Núcleo 110
6.0.5 Problemas na medição de perdas no núcleo 111
6.1 Conclusões 112

7 Resultados 114
7.1 Resultados preliminares de projeto 115
7.1.1 Indutância final 116
7.1.2 Densidade de fluxo 117
7.1.3 Número de espiras 117
7.1.4 Preenchimento da janela do núcleo 118
7.1.5 Número de camadas 119
7.1.6 Perdas no cobre 119
7.1.7 Variação da densidade de fluxo 120
7.1.8 Perdas no núcleo 121
7.1.9 Perdas totais 122
7.1.10 Eficiência 122
7.1.11 Elevação de temperatura 123
7.2 Resultados do projeto 123
7.2.1 Medição da indutância 125
7.2.2 Medição de perdas 127
7.3 Conclusões 132

8 Conclusões Gerais 133

9 Trabalhos Futuros 138

Referências[1] 139

[1] De acordo com a Associação Brasileira de Normas Técnicas. NBR 6023.

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contextualização

As fontes de alimentação ininterrupta (UPS) de alto rendimento que utilizam as tecnologias convencionais de silício, atingem rendimentos em torno de 96% e 94%, considerando a faixa de 25% à carga plena. Rendimentos entre 98% e 97% podem ser obtidos ao se utilizar os semicondutores de banda larga como carbeto de silício (SiC) e nitreto de gálio (GaN). Esta mudança de tecnologia mudou, além da faixa de frequência de operação dos conversores, o perfil de perdas do conversor, evidenciando as perdas dos outros componentes devido à diminuição de perdas no semicondutor. O rendimento de uma UPS é extremamente importante pois afeta diretamente seu custo de utilização e afeta também a sua confiabilidade. Assim atingir altos rendimentos as torna comercialmente muito atrativos (BUSCHHORN; VOGEL, 2014).

Como os níveis de perdas são muito baixos nos conversores de alta eficiência, perdas que normalmente são desprezadas, como perdas devido ao efeito pelicular, devem ser consideradas e reduzidas para obter rendimentos ainda maiores. Como ao se utilizar semicondutores de banda larga iremos elevar a frequência dos conversores, várias perdas tendem a aumentar, como perdas por efeito pelicular nos condutores, perdas por chaveamento dos semicondutores e perdas nos núcleos dos materiais magnéticos. Além disso, o volume dos equipamentos tende a diminuir, pois o aumento da frequência permite o uso de menores valores de indutância e capacitância, levando a menores perdas nos condutores, contrabalanceando o aumento das perdas no cobre por efeito pelicular e de proximidade de forma que o resultado final não pode ser facilmente previsto. Além disso a saturação

dos materiais magnéticos é afetada, além de outros efeitos que serão descritos no texto, pelo aumento da frequência, podendo afetar a qualidade da energia fornecida quando a região não linear for atingida.

O projeto de uma UPS gira em torno, além da potência, tensão e corrente requiridas pela carga, de objetivos como: rendimento, volume, custo e qualidade da energia entregue. Não é possível obter o melhor resultado em todos os parâmetros em um único projeto, pois há uma relação de compromisso entre eles, por exemplo, tentar reduzir o volume de um conversor mantendo a eficiência leva a uma maior temperatura de operação. Criar uma metodologia de projeto que otimize o produto final de acordo com estes objetivos requer um trabalho teórico exaustivo.

Os indutores representam uma parcela importante nas perdas, volume e peso nos conversores, sendo sempre importante tentar otimiza-los. Além disso, a utilização dos semicondutores de banda larga nos conversores tornou a parcela de importância dos indutores maior proporcionalmente. Com isto em mente, este trabalho foca em criar uma metodologia de projeto de indutores, independente da aplicação, que permita obter os melhores projetos de indutores para a aplicação e permita a identificação de melhores materiais e formas de projetar o indutor para uma dada aplicação.

Visando limitar o escopo o trabalho, será focado no projeto dos indutores e na identificação de suas relações entre objetivo e parâmetros. Possibilitando posteriormente uma análise mais completa das UPS, o que vai além da simples junção das relações de cada componente, sendo necessária a análise da interação entre cada um.

A metodologia de projeto proposta neste trabalho serve para todos os formatos e materiais dos núcleos, desde que utilizando apropriadamente seus dados de catálogo. Mas os dados apresentados neste trabalho serão limitados à indutores toroidais de pó de ferro, especificamente os fabricados pela Magnetics e Micrometals, pois estes núcleos estavam disponíveis no laboratório para testes.

1.2 Motivação

O trabalho busca identificar relações entre os objetivos do projeto e parâmetros do projeto de indutores, como: a frequência utilizada, densidade de corrente nos condutores, material utilizado no núcleo, dimensões dos núcleos, número de fios e camadas nos

enrolamentos. Para possibilitar melhorias no projeto de conversores à partir do projeto adequado dos indutores.

Para identificar tais relações é necessário realizar diversos projetos com diferentes características, observando os objetivos resultantes em cada um, o que requer um algoritmo que realize automaticamente um grande número de projetos.

Obter as relações entre os objetivos e os parâmetros do projeto para todo o conjunto da UPS passa por obter as mesmas relações para cada componente separadamente. A análise de perdas, custo e volume em semicondutores, tanto de Si quanto SiC e GaN, vem sendo extensamente realizada recentemente. Enquanto, apesar de serem componentes básicos, a aplicação dos indutores a tensões chaveadas é relativamente recente, e a maior parte dos projetos e estimações de perdas consideram somente situações senoidais de tensão e corrente. Adicionando a este fato o aumento de frequência proporcionado pelos semicondutores de banda larga, o que torna mais significativos os efeitos eletromagnéticos como o efeito pelicular e de proximidade antes desprezados durante o projeto de indutores, encontra-se uma situação que ainda requer estudo.

1.3 Objetivos gerais

Tendo em vista o discutido anteriormente os objetivos deste trabalho são: Primeiro a criação de uma metodologia de projeto de indutores para condições de tensões chaveadas e que considere efeitos eletromagnéticos até a faixa de $10MHz$; Segundo a validação da metodologia por meio da implementação e verificação através de medições de amostras de projetos realizados; Finalmente a identificação de relações notáveis que permitam melhores projetos de indutores.

1.4 Objetivos específicos

Os objetivos específicos deste trabalho são:

- A criação de um algoritmo para a realização dos cálculos da metodologia de projeto do indutor;

- O desenvolvimento de um modelo não linear de indutância para simulação utilizando Simulink;

1.5 Métodos utilizados

O trabalho utiliza os seguintes métodos para tentar atingir seus os objetivos gerais e específicos:

- A realização de simulações utilizando o modelo de indutância não-linear para observar o efeito de saturação.
- A realização de simulações utilizando o método de elementos finitos para cálculo de campos eletromagnéticos e elevação de temperatura;
- O projeto e montagem de quatro indutores para testes utilizando a metodologia de projeto de indutores proposta;
- Realização de experimentos e medições utilizando os indutores projetados.

1.6 Organização do texto

Neste texto iremos abordar inicialmente por uma revisão sobre circuitos magnéticos e materiais magnéticos no capítulo 2, passando para o projeto de indutores, no capítulo 3, o que inclui a criação de um modelo de indutâncias não lineares para simulações, apresentado no capítulo 5, e a utilização de métodos de elementos finitos para calculo de campo magnético e elevação de temperatura no capítulo 4. Posteriormente será discorrido sobre os métodos utilizados para medição de perdas em indutores e também para a medição de indutância no capítulo 6. Em seguida os resultados experimentais dos projetos realizados serão expostos e avaliados no capítulo 7 e por fim as conclusões no capítulo 8, contendo as relações identificadas.

Capítulo 2

Análise das Características Magnéticas

Neste capítulo serão revistos os cálculos necessários para o projeto básico de indutores utilizando a teoria de circuitos magnéticos, assim como as características dos materiais magnéticos considerando as curvas de alteração de permeabilidade e também os efeitos pelicular e de proximidade que afetam as perdas no projeto de indutores.

2.1 Circuitos magnéticos

Para validar o trabalho é necessário rever a teoria de circuitos magnéticos em que é baseado o projeto de indutores. Por se tratarem de núcleos com material ferromagnético estes circuitos serão não lineares e terão algumas peculiaridades que serão levadas em consideração mas adiante no texto.

(PEREIRA, 2015) resume muito bem o conceito de um circuito magnético:

> Os circuitos magnéticos são geralmente formados de materiais ferromagnéticos e ar e, basicamente, são definidos pelos caminhos por onde circula o fluxo magnético, ... , para explicar de forma simples e concisa o efeito de correntes elétricas em uma determinada região do espaço. (PEREIRA, 2015)

Deve-se então definir a intensidade de campo magnético, H, que ainda de acordo com (PEREIRA, 2015): "A relação básica para o cálculo do fluxo magnético em um circuito magnético é a lei de Ampère".

$$\oint \overrightarrow{H} \cdot \overrightarrow{dl} = \oint H \cdot dl \, \cos\theta = \sum i = \mathcal{F} \tag{2.1}$$

Onde $\overrightarrow{H}$ é o vetor associado à intensidade de campo magnético, $\overrightarrow{dl}$ é o vetor elemento de comprimento, $\sum i$ indica a corrente liquida envolvida e $\mathcal{F}$ é a força magnetomotriz.

Outra variável que deve ser definida é a densidade de fluxo magnético, B, que em materiais diamagnéticos e paramagnéticos possuem uma relação linear com a intensidade de campo magnético H, sendo μ é a permeabilidade magnética do meio, de forma que a relação é descrita por:

$$B = \mu H \tag{2.2}$$

Porém, serão utilizados materiais ferromagnéticos, que assim como nos materiais ferrimagnéticos e antiferromagnéticos, levam a uma característica não linear nesta relação."Estes materiais não possuem permeabilidade magnética constante, mas dependem da densidade de fluxo magnético no seu interior"(PEREIRA, 2015). Assim a relação entre B e H é dada pelas suas curvas características, chamadas de curvas $B \times H$, que são diferentes para cada tipo de material magnético, e devem ser previamente levantadas para se trabalhar com o material em questão.

A densidade de fluxo B apresenta uma característica de saturação em materiais magnéticos, de forma que seu aumento não acompanha o aumento da intensidade de campo magnético H, sendo definido B_{sat} como o valor de densidade de fluxo de saturação.

Outro ponto de interesse é o campo coercitivo H_c, que é o valor de intensidade do campo magnético remanescente quando a densidade de fluxo B retorna a zero após uma saturação.

Em (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006) é definido o fluxo magnético, ϕ, como:

$$\phi = \int_S B \cdot da \tag{2.3}$$

e a relutância é dada por:

$$\mathcal{R} = \frac{l}{\mu A} \tag{2.4}$$

como visto em (PEREIRA, 2015). E com isto tem-se a equação básica dos circuitos magnéticos:

$$\mathcal{F} = \phi \mathcal{R} \tag{2.5}$$

Será avaliada, como exemplo, a intensidade de campo magnético, H, no interior de um toroide de raio médio r, enrolado por uma bobina de N voltas pelas quais passam uma corrente i. Partindo da equação 2.1:

$$H \cdot l = N \cdot i = \mathcal{F} \tag{2.6}$$

sendo l o caminho percorrido pelo fluxo gerado, que é descrito de forma diferente para cada formato de núcleo, assim, para os núcleos toroidais:

$$H = \frac{\mathcal{F}}{l} = \frac{N \cdot i}{l} = \frac{N \cdot i}{2\pi r} \tag{2.7}$$

Lembrando que não se pode relacionar a densidade de fluxo magnético , B, e a intensidade de campo magnético, H, diretamente pois se tratam de materiais ferromagnéticos, sendo necessárias as definições das curvas $B \times H$ de cada material.

Com isto pode-se definir a indutância, L, como a "relação do fluxo enlaçado pela bobina por ampère de corrente que circula por ela"(PEREIRA, 2015). sendo então descrita pela equação:

$$L = \frac{N\,B\,A}{i} = \frac{N\,\mu\,H\,A}{i} = \frac{N\,\mu\,H\,A}{H\,l/N} = \frac{N^2}{l/\mu\,A} = \frac{N^2}{\mathcal{R}} \tag{2.8}$$

As perdas em materiais magnéticos se dão principalmente de duas formas: por histerese e pelas correntes parasitas de Foucault, também conhecidas por *eddy currents*. As correntes parasitas são as correntes causadas pela tensão induzida no material magnético devido à corrente variável no enrolamento, como vemos em (PEREIRA, 2015):

> A variação temporal do fluxo no interior do núcleo, ... , vai induzir tensões na sua própria estrutura física. Estas tensões irão provocar o aparecimento de laços de correntes que, ao circular pelo núcleo, vão causar uma perda de potência dada por Ri^2, onde R é a resistência do laço de corrente, aquecendo-o. (PEREIRA, 2015)

Nos núcleos de pó de ferro, os laços de corrente são limitados pelo isolamento entre as partículas de pó de ferro, o que leva à uma separação das correntes de Foucault dentro de cada partícula isolada. O caminho visto pelas correntes de Foucault nestas partículas apresenta então alta condutância e um comprimento muito pequeno. O que leva à uma baixa resistência vista pela corrente de Foulcalt induzida e consequentemente menores perdas.

Assim, as perdas no material magnético num núcleo de pó de ferro serão ditadas pelas perdas por Histerese que "consistem basicamente numa espécie de atraso da densidade de fluxo magnético em relação à intensidade de campo magnético"(PEREIRA, 2015). e podemos defini-las como: "As perdas ... decorrentes da energia que se gasta para inverter os domínios magnéticos durante as consecutivas mudanças de polaridade do campo magnético"(PEREIRA, 2015). Onde a energia gasta em um ciclo de histerese E_T é dada pela equação 2.9, sendo vol_{nucleo} o volume do núcleo magnético.

$$E_T = vol_{nucleo} \cdot \int_{B_0}^{B_T} HdB = (vol_{nucleo}) \cdot (area\, da\, curva\, B \times H) \tag{2.9}$$

Logo a potência devido à histerese P_h é dada por:

$$P_h = \frac{E_T}{T} = E_T \cdot F \tag{2.10}$$

onde T é o período e F a frequência dos campos B e H.

2.2 Materiais Magnéticos

Os diferentes materiais magnéticos em geral apresentam os mesmos efeitos em diferentes intensidades, porém uma diferenciação importante deve ser feita entre os materiais magnéticos: Um material magnético é dito "macio"se seu campo coercitivo é da mesma ordem ou menor que o campo magnético da terra, $40\, A/m$ (FIORILLO et al., 2016). O que significa que o material é despolarizado quando desenergizado.

Materiais magnéticos macios apresentam altos valores de saturação da densidade de fluxo e baixas perdas, o que é favorável para utilização em indutores transformadores e máquinas elétricas, principalmente na faixa de kHz (HILAL, 2016). Neste trabalho serão avaliados e experimentados os núcleos de pó de ferro, porém, a metodologia de projeto proposta é válida para qualquer material ou formato de núcleo. Os exemplos e curvas mostradas para cada efeito serão de diferentes variações destes materiais, pois serão eles os utilizados nos experimentos posteriores.

Neste trabalho serão utilizados como exemplo núcleos toroidais, por serem os disponíveis para realizar os experimentos, mas a metodologia funciona para qualquer formato de núcleo.

Antes de prosseguir com o trabalho deve-se rever as características dos núcleos, comparando as curvas de diferentes permeabilidades de cada núcleo e também comparando os diferentes tipos de núcleo para uma mesma permeabilidade. Estas características foram armazenadas em uma biblioteca de núcleos criada para uniformizar as informações dos núcleos, deixando as equações de cada curva no mesmo formato.

Como se observa em (SKARRIE, 2001) e (COX; MICROMETALS, 2015) os núcleos *Powder Core* são núcleos feitos com partículas de ferro de alta pureza cobertas por material isolante, que é compactado sob alta pressão. Ao final do processo de compactação o resultado é um núcleo com características de um núcleo de ferro com entreferro mas sem os problemas de um entreferro concentrado. O entreferro distribuído proporciona uma alta energia armazenada, sem ocorrer o espraiamento do fluxo magnético, mantendo o elevado nível de saturação dos núcleos de ferro.

Diferentes tecnologias utilizando o princípio dos núcleos de pó de ferro foram desenvolvidas e estudadas, como vemos em (ZIENTARSKI, 2009) e (SHIMIZU et al., 2014), vamos rever neste trabalho as características de algumas das tecnologias: Kool $m\mu$, MPP, High Flux e xFlux, fabricados pela Magnetics. As principais características dos núcleos são as curvas $B \times H$, de densidade de perdas e as curvas que representam os efeitos de redução da permeabilidade inicial que compreendem os principais efeitos: $\mu \times H_{c.c.}$, $\mu \times B_{c.a.}$, $\mu \times F$ e $\mu \times Temp.$

2.2.1 Curva de Magnetização Normal ou curva $B \times H$

As curvas de magnetização normal relacionam a intensidade de campo magnético, H, com a densidade de fluxo magnético, B, para cada material. São as chamadas curvas $B \times H$. Como comentado anteriormente, a relação entre B e H não é linear, pois a permeabilidade magnética μ não é constante com a variação de B no interior do material.

Para os núcleos fabricados pela Magnetics, todas as curvas são dadas na forma de equações aproximadas por métodos de *curve fitting*, existindo variações das equações utilizadas por diferentes fabricantes, e a curva de magnetização normal utilizada é da forma:

$$B = \left(\frac{a + bH + cH^2}{1 + dH + eH^2} \right)^x \tag{2.11}$$

Pode-se observar que B neste caso é dependente de H e das características de cada núcleo, logo é possível traçar as curvas dos núcleos de mesma tecnologia com diferentes permeabilidades (Figura 2.1) e também de núcleos de tecnologias diferentes com a mesma permeabilidade (Figura 2.2), para analisar de uma forma geral a magnetização normal nos núcleos de pó de ferro.

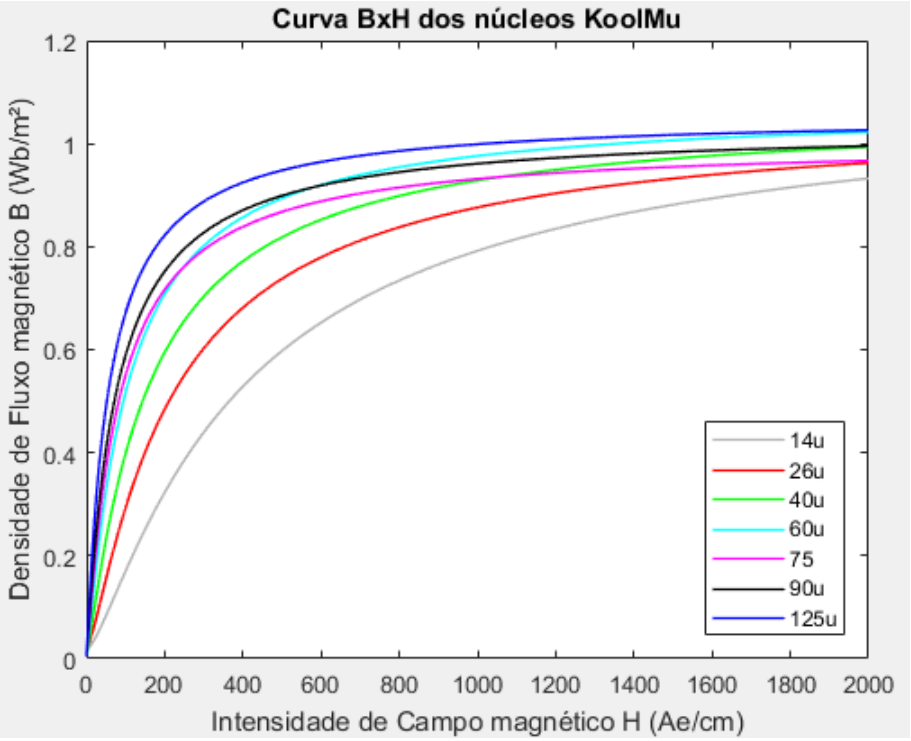

Figura 2.1 – Curvas de magnetização normal para diferentes permeabilidades nos núcleos Kool $m\mu$

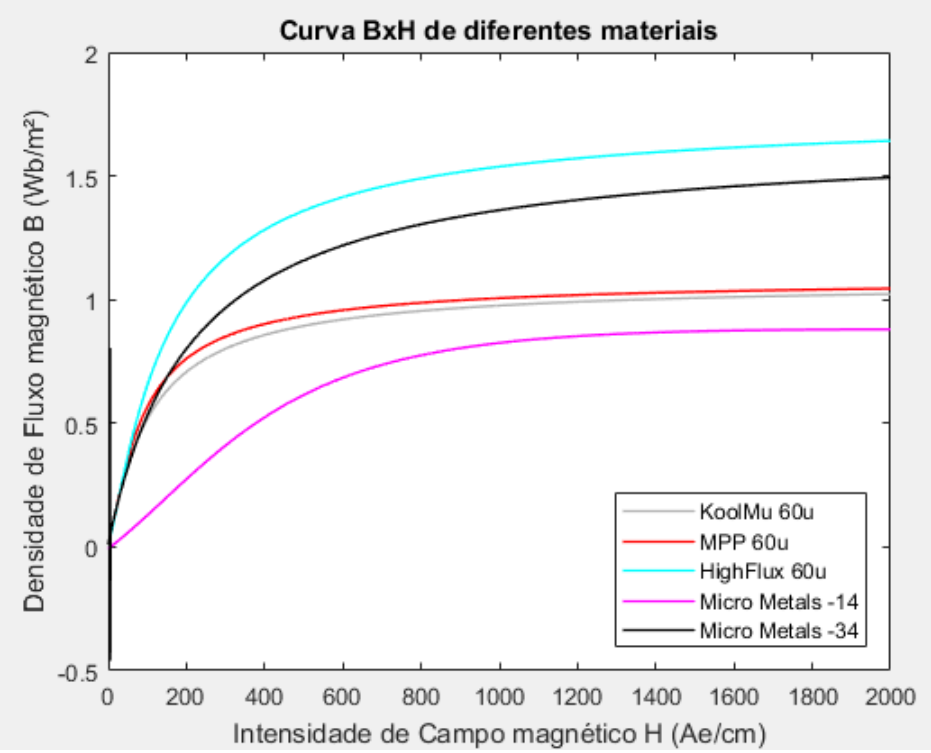

Figura 2.2 – Curvas de magnetização normal para diferentes tecnologias de núcleos com permeabilidade 60μ

Com as Figuras 2.1 e 2.2 pode-se observar que o nível de saturação praticamente não se altera com a permeabilidade, mas se altera fortemente com a tecnologia utilizada e também se percebe que quanto maior a permeabilidade mais rápido o núcleo chega na saturação, lembrando que estes dados não consideram o ciclo de histerese.

2.2.2 Variação da permeabilidade devido ao campo magnético c.c. $\mu \times H_{c.c.}$

As curvas de perda de permeabilidade representam a porcentagem da permeabilidade inicial que é perdida devido a cada efeito. Efetivamente o núcleo apresenta para dada intensidade de campo magnético c.c. uma diferente permeabilidade, isto ocorre devido à saturação do núcleo. Como dito anteriormente as curvas dos núcleos fabricados pela Magnetics estão dados na forma de equações aproximadas, sendo a equação da perda de permeabilidade dada por:

$$\frac{\mu}{\mu i} = \frac{0.01}{a + bH_{c.c.}^{c}} \tag{2.12}$$

Novamente percebe-se, assim como na curva de magnetização normal, que a perda de permeabilidade inicial depende de H e das características do núcleo. Pode-se, assim como na análise anterior, traçar as curvas para diferentes permeabilidades em uma mesma tecnologia de núcleo (Figura 2.3) e para diferentes tecnologias de núcleo com uma mesma permeabilidade (Figura 2.4).

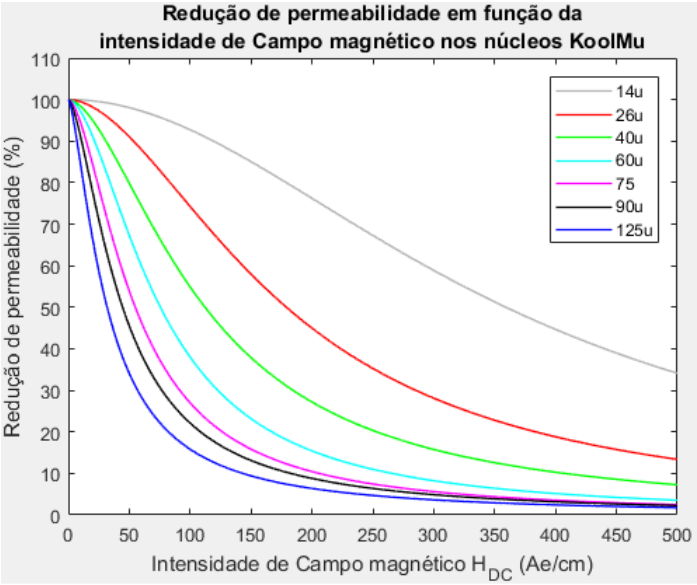

Figura 2.3 – Curvas de perda de permeabilidade inicial em função do campo magnético c.c. para diferentes permeabilidades nos núcleos Kool $m\mu$

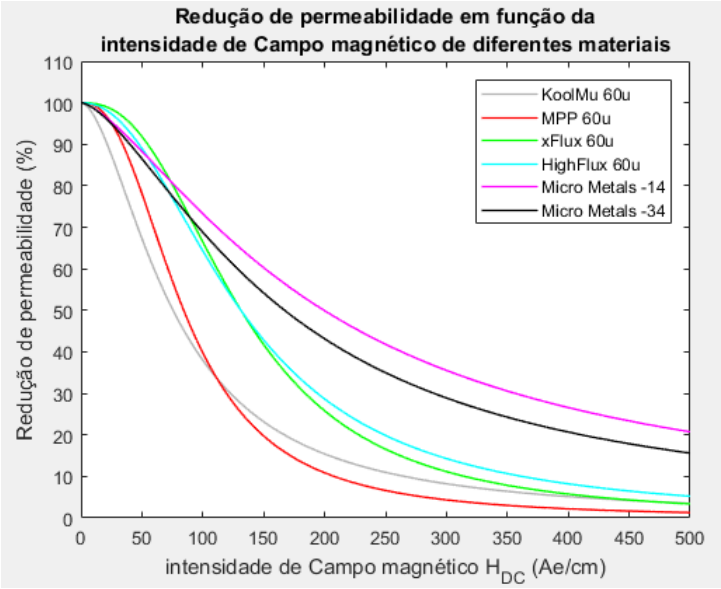

Figura 2.4 – Curvas de perda de permeabilidade inicial em função do campo magnético c.c. para diferentes tecnologias de núcleos com permeabilidade 60μ

Pode-se observar nas figuras 2.3 e 2.4 que o que mais afeta a curva de perda de permeabilidade inicial é a permeabilidade do núcleo. Núcleos com menores permeabilidades suportam maiores intensidades de campo magnético sem ter perdido totalmente sua permeabilidade inicial. Desta forma os indutores com núcleos de menor permeabilidade irão apresentar menores variações de indutância quando submetidos à variações de campo magnético d.c..

2.2.3 Variação da permeabilidade devido à frequência $\mu \times F$

Outra variável que afeta a permeabilidade efetiva do núcleo é a frequência dos campos aplicados. É esperada uma queda na permeabilidade efetiva dos materiais quando aplicados a elevadas frequências. A equação utilizada para representar este efeito varia com cada fabricante mas pode ser descrita por:

$$\Delta\frac{\mu}{\mu i} = a + b * F + c * F^2 + d * F^3 + e * F^4 \tag{2.13}$$

Onde $\Delta\frac{\mu}{\mu i}$ é a variação da permeabilidade gerada pelo efeito, que apesar de ser majoritariamente negativo, reduzindo a permeabilidade, pode em algumas situações apresentar valores positivos devido a certas particularidade dos materiais.

As figuras 2.5 e 2.6 mostram exemplos de curvas de redução de permeabilidade em função da frequência para diferentes permeabilidades (figura 2.5) e diferentes materiais (figura 2.6).

Observando a figura 2.5, nota-se que menores permeabilidades suportam maiores frequências com menores reduções na permeabilidade, apresentando curvas semelhantes. Enquanto a figura 2.6 mostra que para diferentes materiais as curvas apresentam diferentes inclinações e limites, sendo mais atrativos materiais com redução de permeabilidade próxima de zero durante a maior faixa de frequência presente na aplicação.

2.2.4 Variação da permeabilidade devido à temperatura $\mu \times Temp$

A temperatura afeta as características magnéticas dos núcleos tanto durante a fabricação quanto durante a operação. Os efeitos da temperatura durante a fabricação e também de recozimento (*Annealing*) já são considerados pelos fabricantes ao disponibilizar

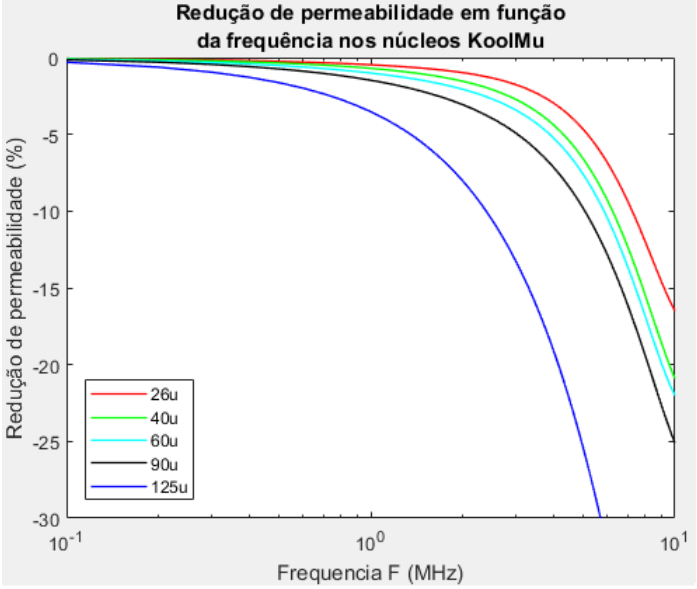

Figura 2.5 – Curvas de perda de permeabilidade inicial em função da frequência para diferentes permeabilidades nos núcleos Kool $m\mu$

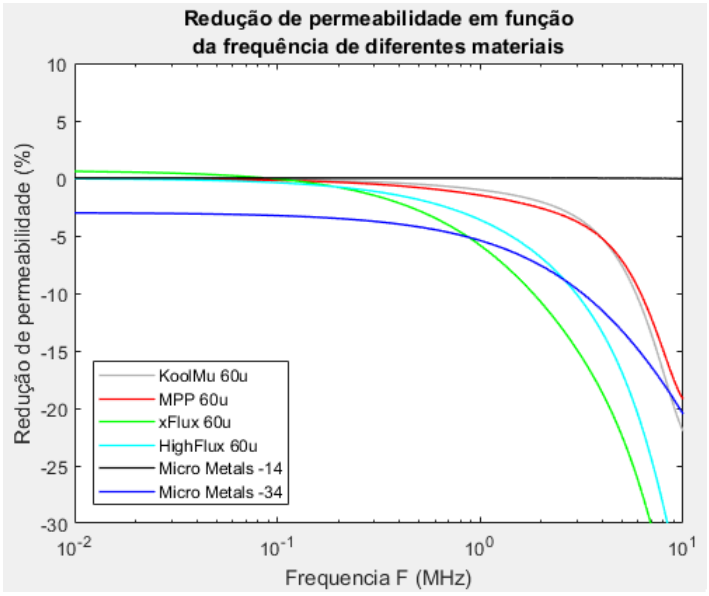

Figura 2.6 – Curvas de perda de permeabilidade inicial em função da frequência para diferentes tecnologias de núcleos com permeabilidade 60μ

os dados em catálogos. Enquanto o efeito da temperatura de operação é dado pelos fabricantes por equações ou curvas nos datasheets, como as apresentadas na equação seguinte e nas Figuras 2.7 e 2.8.

$$\Delta\frac{\mu}{\mu i} = a + b * Temp + c * Temp^2 + d * Temp^3 + e * Temp^4 \tag{2.14}$$

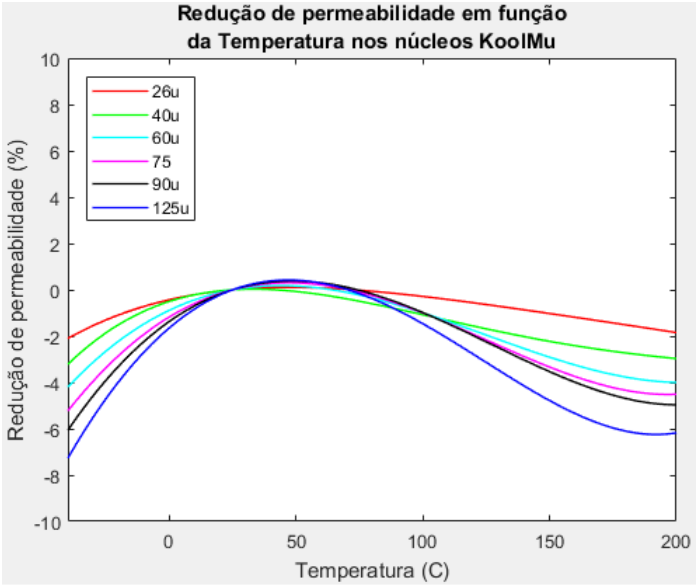

Figura 2.7 – Curvas de variação de permeabilidade inicial em função da temperatura para diferentes permeabilidades nos núcleos Kool $m\mu$

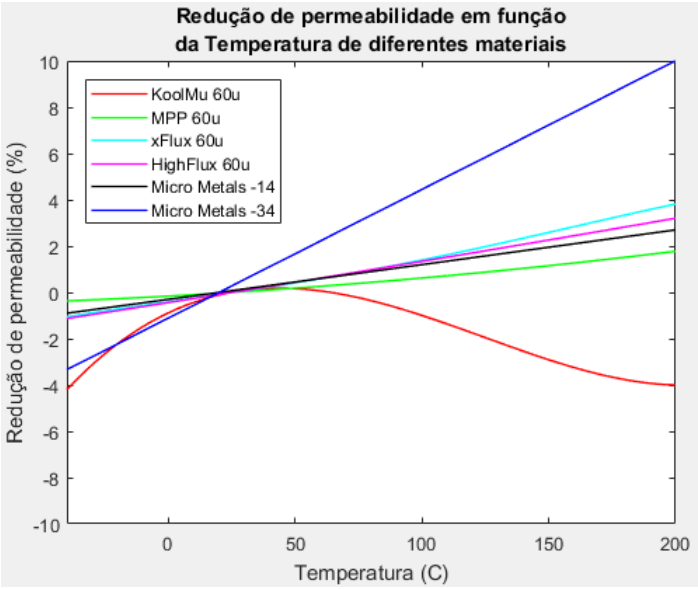

Figura 2.8 – Curvas de variação de permeabilidade inicial em função da temperatura para diferentes tecnologias de núcleos com permeabilidade 60μ

Como pode-se observar na Figura 2.7 vemos que no mesmo material, menores permeabilidades apresentam menores variações na permeabilidade. E na figura 2.8 se vê que a relação entre variação de permeabilidade e temperatura é em muitos casos diretamente proporcional, porém existem materiais que se comportam de maneira não linear, como o *kool* $m\mu$ que apresenta um mínimo de variação entre 40 e 50 graus e variações de permeabilidade negativas para ambos os limites de temperatura, resultando em um comportamento mais estável com a temperatura.

2.2.5 Variação da permeabilidade devido à densidade de fluxo magnético c.a. $\mu \times B_{c.a.}$

O efeito frequentemente menos informado pelos fabricantes e provavelmente o menos significativo na maioria dos casos, é a variação da permeabilidade magnética com a amplitude da variação da densidade de fluxo. As equações utilizadas pelos fabricantes variam, mas podem ser descritas por:

$$\Delta\frac{\mu}{\mu i} = a + b * B_{c.a.} + c * B_{c.a.}^2 + d * B_{c.a.}^3 + e * B_{c.a.}^4 \tag{2.15}$$

As figuras 2.9 e 2.10 exemplificam o efeito de variação da permeabilidade magnética em diferentes materiais e permeabilidades.

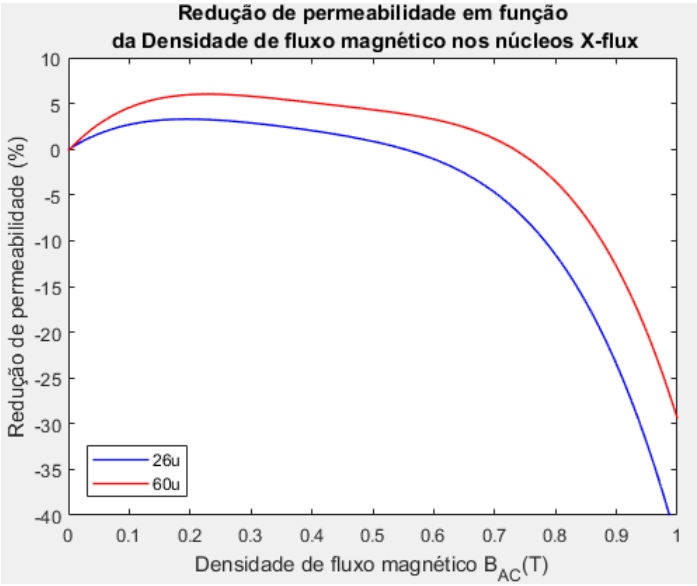

Figura 2.9 – Curvas de perda de permeabilidade inicial em função da densidade de fluxo magnético c.a. para diferentes permeabilidades nos núcleos Kool $m\mu$

Pode-se observar nas Figuras 2.9 e 2.10 que há um aumento da permeabilidade para valores de $B_{c.a.}$ distantes da saturação, porém ao se aproximar da saturação a permeabilidade é reduzida drasticamente. Comparando diferentes permeabilidades em um mesmo material, maiores permeabilidades levam à maiores elevações de permeabilidade e também uma maior faixa de amplitude da variação de $B_{c.a.}$ onde a variação é positiva.

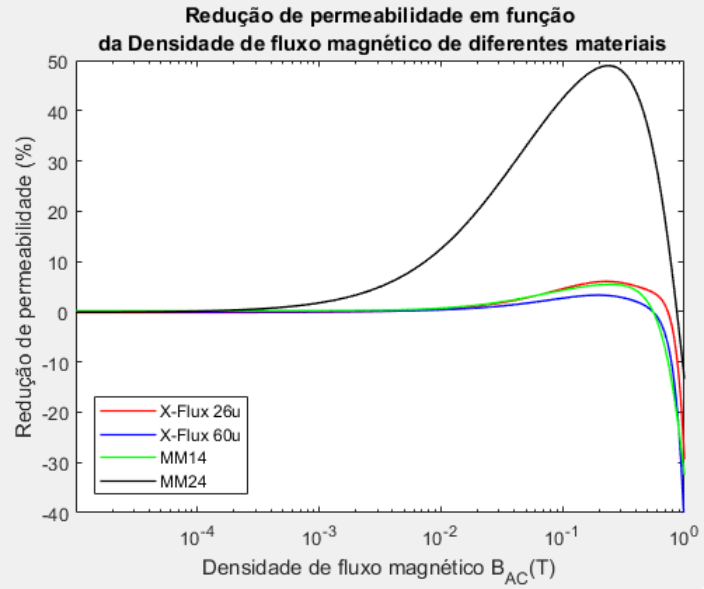

Figura 2.10 – Curvas de perda de permeabilidade inicial em função da densidade de fluxo magnético c.a. para diferentes tecnologias de núcleos com permeabilidade 60μ

2.2.6 Curva de Densidade de Perdas

Como visto anteriormente as perdas em materiais magnéticos podem ser devido a diferentes causas. As perdas por correntes parasitas de Foucault e perdas por histerese dependem da variação da densidade de fluxo magnético B_{pk} e também da frequência F. Logo é esperado que a equação aproximada para as perdas nos núcleos magnéticos seja em função destas variáveis, o que se verifica para os núcleos da Magnetics:

$$Pl = k \cdot B_{pk}^{\beta} \cdot F^{\alpha} \tag{2.16}$$

Pode-se esperar a partir dessa equação que as perdas aumentem exponencialmente tanto com a frequência quanto com a variação de densidade de fluxo magnético, assim serão traçadas as curvas, primeiramente para uma mesma tecnologia e diferentes permeabilidades com uma frequência fixa, na Figura 2.11, e para uma mesma tecnologia e diferentes frequências numa mesma permeabilidade, na Figura 2.12, e num segundo momento serão traçadas as curvas para uma mesma permeabilidade e frequência fixa com diferentes tecnologias, na Figura 2.13, e para uma mesma permeabilidade e variação de densidade de fluxo magnético fixa com diferentes tecnologias, na Figura 2.14:

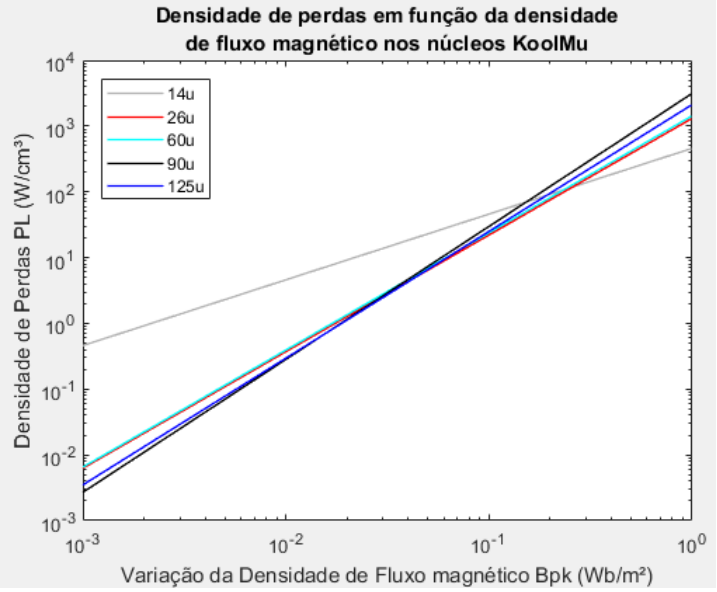

Figura 2.11 – Curvas de densidade de perdas para diferentes permeabilidades nos núcleos Kool $m\mu$ com frequência 10 KHz

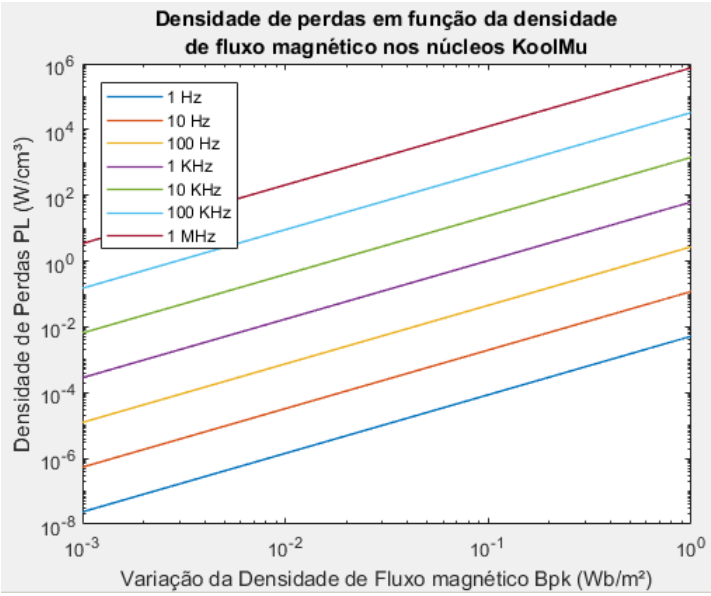

Figura 2.12 – Curvas de densidade de perdas para diferentes frequências nos núcleos kool $m\mu$ com permeabilidade 60μ e variação de densidade de fluxo magnético $0.2T$

Observando a figura 2.11 podemos perceber o caráter exponencial com a variação da densidade de fluxo, além disso percebe-se que a permeabilidade afeta pouco a densidade de perdas, exceto para o material 14μ. Já observando a figura 2.12 vemos que as perdas aumentam muito com a frequência, considerando que os eixos estão dispostos na escala logarítmica. Na figura 2.13 pode-se observar que a tecnologia de fabricação do núcleo faz mais diferença nas perdas que a permeabilidade, finalmente na figura 2.14 se observa a

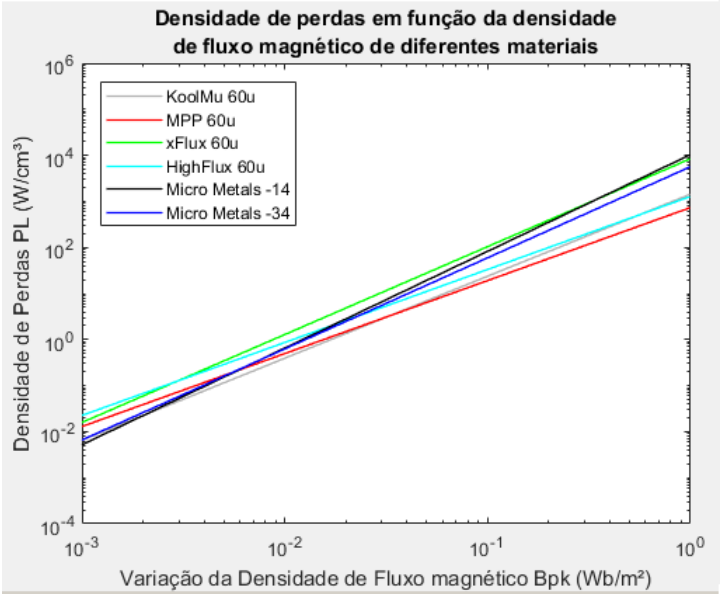

Figura 2.13 – Curvas de densidade de perdas para diferentes tecnologias de núcleo com permeabilidade 60μ e frequência 10 KHz

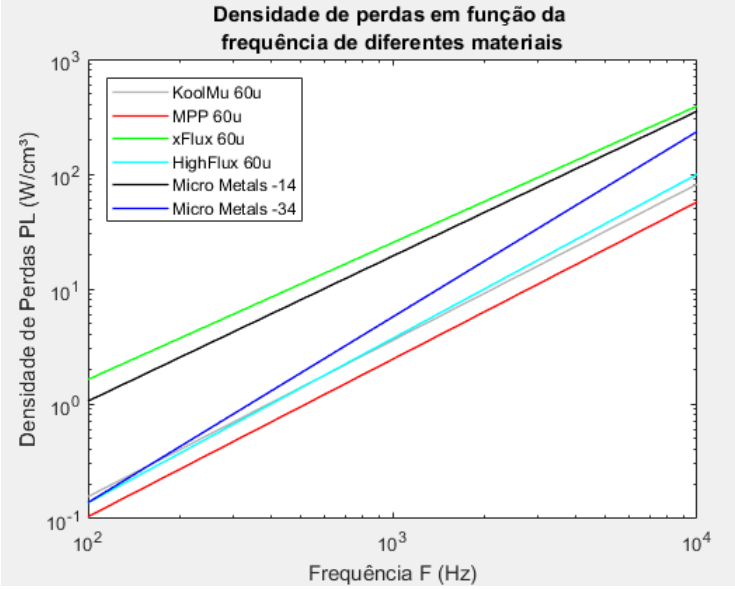

Figura 2.14 – Curvas de densidade de perdas para diferentes tecnologias de núcleo com permeabilidade 60μ e variação de densidade de fluxo magnético $0.2T$

relação da frequência com as perdas para as diferentes tecnologias, e pode-se observar exatamente os mesmos comportamentos observados na relação da densidade de perdas com a variação da densidade de fluxo magnético, ou seja, os núcleos cuja densidade de perda é maior em função da variação da densidade de fluxo também apresenta maiores perdas em função da frequência.

2.3 Efeito Pelicular e de Proximidade

Estes efeitos causam perdas adicionais em condutores ao alterar sua resistência efetiva. Ambos os efeitos tem como característica uma distribuição não uniforme de densidade de corrente j ao longo do perfil dos condutores devido aos campos eletromagnéticos originados tanto por condutores próximos, quanto pelo próprio condutor.

Ambos os efeitos são explicados brevemente em (URLING et al., 1989), que criou um guia de artigos significantes para a caracterização de efeitos de alta frequência em enrolamentos de transformadores, em que foram detalhadamente identificadas as características consideradas nos trabalhos de (DOWELL, 1966), (PERRY, 1979), (VANDELAC; ZIOGAS, 1987), (COONROD, 1984) entre outros.

2.3.1 Efeito Pelicular

O efeito pelicular se trata da alteração da densidade de corrente devido aos campos eletromagnéticos gerados pelo próprio condutor, e se caracteriza por concentrar a corrente no perímetro externo dos condutores, de onde vem o nome do efeito. Observado separadamente do efeito proximidade por (DIAS et al., 2018) e (KNIGHT, 2010) onde o último propõe o método de cálculo $R_{c.a.}$-TED-ML, que seráutilizado neste trabalho.

O método $R_{c.a.}$-TED-ML se baseia no truncamento da exponencial de decaimento da corrente (*truncated exponential decay* - TED), para o cálculo da resistência $R_{c.a.}$ à partir da resistência $R_{c.c.}$. Em conjunto a uma equação de Lorentz modificada (*modified Lorentzian - ML*) para correção de erro em função da frequência.

Uma explicação simplificada do efeito pelicular é o aparecimento de correntes de Foucault ou *eddy currents* devido ao campo magnético no interior no condutor, como mostrado na Figura 2.15:

Para entender o efeito mais precisamente pode-se utilizar as equações de Maxwell. Considerando um condutor cilíndrico transportando uma corrente alternada, é possível obter o campo magnético $\vec{H}$ e consequentemente a densidade de fluxo B geradas no interior do condutor utilizando a lei de Ampere:

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} \tag{2.17}$$

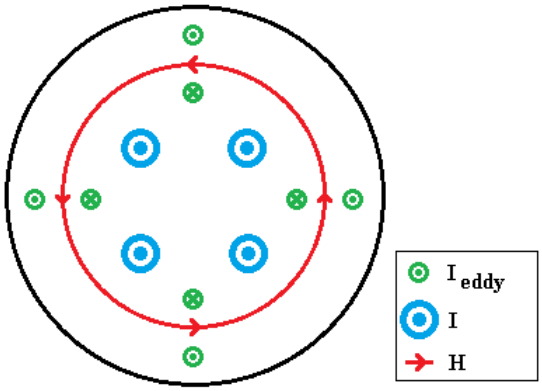

Figura 2.15 – Ilustração do efeito pelicular

Considerando inicialmente uma distribuição uniforme de corrente obtem-se um campo magnético mais intenso quanto mais distante do centro do condutor. Este campo magnético segue as variações da corrente o que leva ao aparecimento de um campo elétrico com intensidade dependente da variação da densidade de fluxo $\vec{B}$:

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \tag{2.18}$$

Este campo elétrico gera diretamente uma corrente por se tratar de um material resistivo de condutividade σ, estas são as correntes de Foucault, que têm intensidade dependente da variação da corrente original e consequentemente da frequência.

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \tag{2.19}$$

Observando a orientação das correntes de Foucault na Figura 2.15 vemos que a corrente resultante será mais intensa quanto mais distante do centro do condutor.

2.3.2 Efeito de Proximidade

Da mesma forma que o efeito pelicular, o efeito de proximidade é causado por uma alteração na distribuição da densidade de corrente, proveniente de campos magnéticos gerados por condutores próximos. Os principais métodos que calculam o efeito de proximidade consideram também o efeito pelicular e têm origem em (DOWELL, 1966) e (FERREIRA, 1994). O primeiro é nomeado método de Dowell apesar de não ter sido o primeiro a implementa-lo. O segundo se baseia no uso das funções de Bessel para condutores

cilíndricos. O método utilizado neste trabalho, proposto originalmente por (BARTOLI; REATTI; KAZIMIERCZUK, 1994), é baseado na função de Bessel.

A maior diferença entre os dois principais métodos é a simplificação de qualquer formato de condutor para um perfil quadrado de mesma área por Dowell, enquanto os baseados na função de Bessel consideram apenas condutores de perfil circular.

No capítulo seguinte o método utilizado é descrito nas equações 3.31 e 3.32 porém, assim como o efeito pelicular, o método não facilita o entendimento do efeito físico. De uma forma simplificada a intensidade do efeito é maior quanto mais próximo os condutores e quanto maior $\partial\vec{B}/\partial t$. O que pode ser observado ao utilizar as equações 2.17 à 2.19, pois se trata do mesmo efeito eletromagnético que causa as correntes de Foulcault no efeito pelicular. As Figuras 2.16 e 2.17 mostram os sentidos das correntes de Foucault resultantes em condutores com correntes no mesmo sentido e com sentido oposto respectivamente:

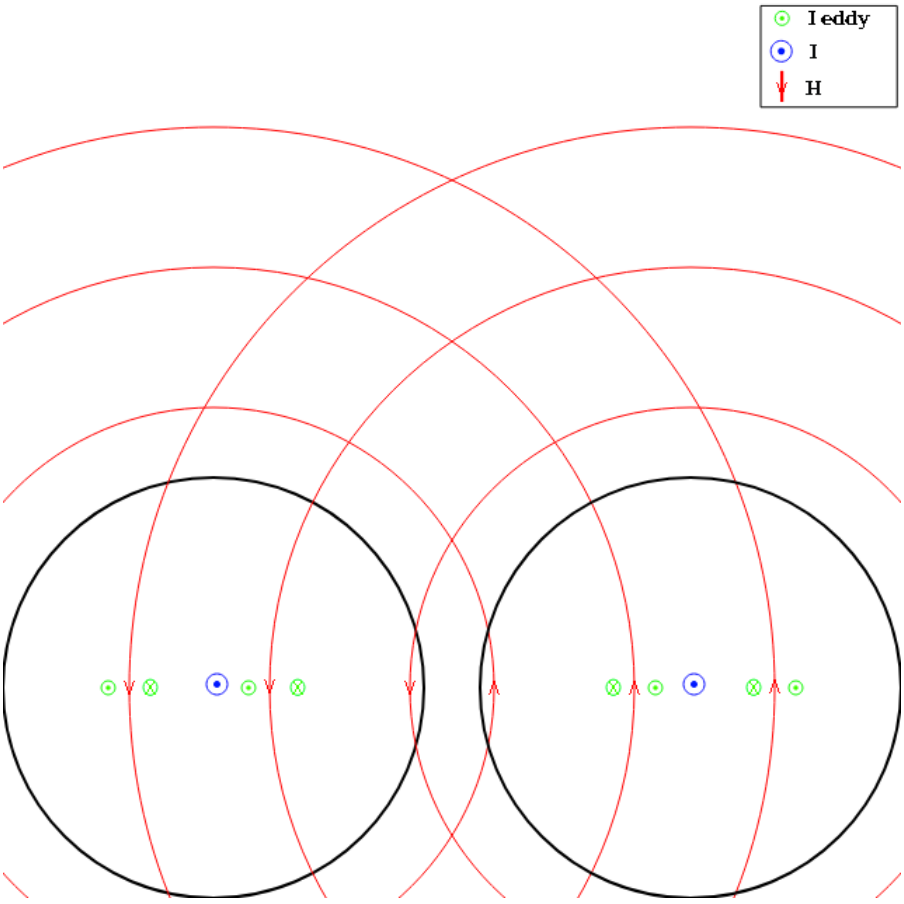

Figura 2.16 – Ilustração do efeito proximidade (Correntes no mesmo sentido)

Observando a Figura 2.16 e considerando que o campo magnético é mais intenso quanto mais próximo do condutor. Nota-se que I_{eddy} tem sentido oposto de I na região mais próxima do outro condutor e mesmo sentido que I na região mais distante. Pode-se

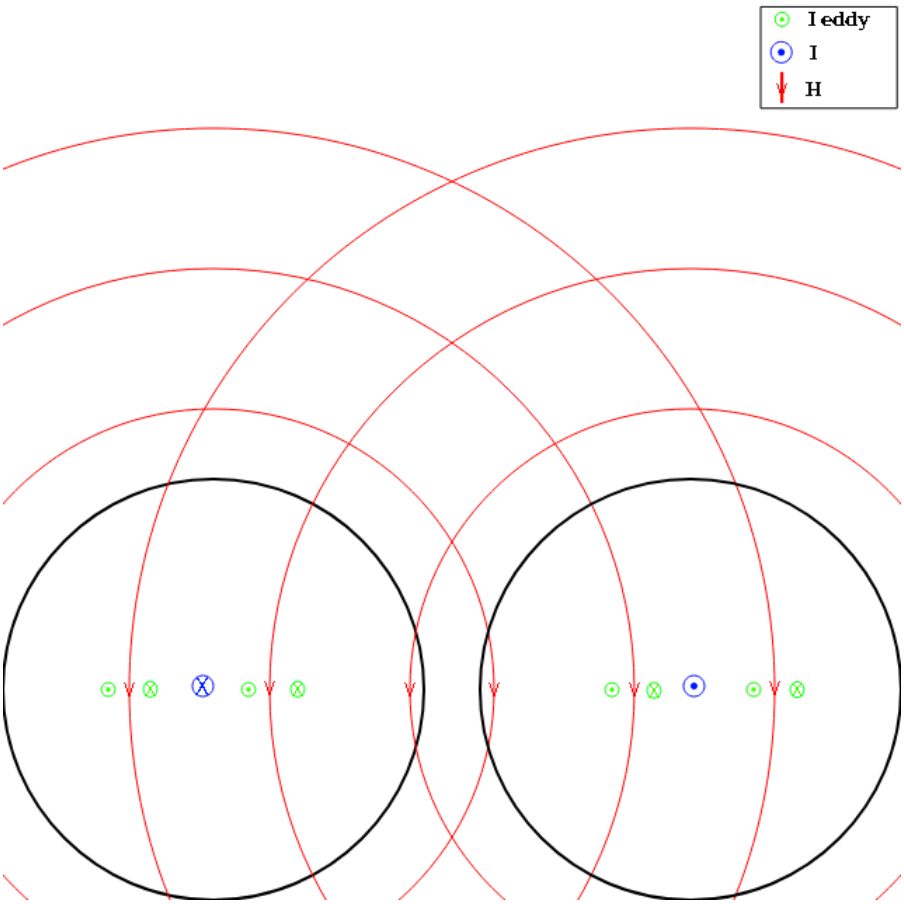

Figura 2.17 – Ilustração do efeito proximidade (Correntes no sentido contrário)

esperar então que irá ocorrer uma concentração da densidade de corrente na região mais afastada de um condutor em relação ao centro do outro.

Enquanto na situação de correntes de sentido oposto, Figura 2.17, nota-se que I_{eddy} tem mesmo sentido de I na região mais próxima do outro condutor e sentido oposto que I na região mais distante. Espera-se então uma concentração de densidade de corrente nas regiões mais próximas do centro do outro condutor.

2.4 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os cálculos básicos necessários para criar a metodologia de projeto de indutores do capitulo seguinte. Além disso foram apresentados os diferentes efeitos que deverão ser considerados durante o projeto.

Capítulo 3

Algorítimo de Projeto de Indutores Proposto

Neste capítulo além de rever o método básico de projeto de indutores serão incorporados os efeitos de não idealidades presentes na aplicação dos indutores em filtros para conversores PWM e outras condições de tensões chaveadas.

O projeto de indutores é frequentemente indicado pelos fabricantes de núcleos magnéticos em um formato simplificado porém funcional, como o presente em (MAGNETICS, 2017). Estes métodos funcionam para condições ideais de distribuição de fluxo magnético, densidade de corrente nos condutores e entre outras simplificações a consideração somente de correntes senoidais, além disso não apresentam nenhuma forma de otimização.

Estas não idealidades incluem o efeito pelicular e o efeito de proximidade, que alteram a distribuição da densidade de corrente nos condutores em função da frequência como dito em (BARTOLI; REATTI; KAZIMIERCZUK, 1994). E também a excitação magnética por tensão não senoidal nos enrolamentos que apresenta perdas diferentes das apresentadas em datasheets, como observado por (LIU et al., 2002).

3.1 Estrutura do projeto

Em um projeto de indutor utiliza-se as condições de tensão, corrente e frequência impostas ao indutor para definir o núcleo e o enrolamento utilizados para obter o valor desejado de indutância. Estimando as perdas e elevação de temperatura esperadas durante

operação. Enquanto respeitando os limites de saturação, temperatura e preenchimento do núcleo.

Incorporando ao projeto os efeitos respectivos ao aumento da frequência até a faixa de 1MHz para abranger projetos utilizando semicondutores de banda larga, considerando tensão e correntes não senoidais e também as características específicas dos materiais utilizados, obtém-se resultados mais precisos para os indutores em aplicações de eletrônica de potência.

Porém entre os projetos possíveis de um único indutor, obter o que apresenta melhores características desejadas não é um processo direto, devido ao grande número de variáveis e diferentes efeitos atuando simultaneamente. Devido às equações diretas não terem sido desenvolvidas é necessário realizar o projeto de um indutor repetidamente e comparar os resultados para que seja possível identificar o melhor projeto para cada situação.

O Método de projeto de indutores deve contemplar a escolha do núcleo, a definição de como deve ser feito o enrolamento, a estimação dos parâmetros elétricos do indutor, a estimativa de perdas e elevação de temperatura. Além destes outros dados podem ser estimados para projetos com problemas específicos, como o cálculo da capacitância entre espiras do indutor que se torna mais significativa com o aumento da frequência além de $1MHz$ (BARTOLI; REATTI; KAZIMIERCZUK, 1994). No entanto os dados ditos anteriormente são suficientes para diferentes aplicações utilizando conversores estáticos como observado em (OLIVEIRA, 2001) (CONTRERAS, 2014) e (ZIENTARSKI, 2009).

A Figura 3.1 mostra o fluxograma da metodologia proposta que se divide nas seguintes etapas:

- Definição do conjunto de parâmetros de entrada

  Para cada combinação:

  - Cálculo do número de espiras
  - Definição do enrolamento
  - Cálculo de perdas no cobre
  - Cálculo de perdas no núcleo
  - Estimação de elevação de temperatura

- Organizar dados salvos
- Selecionar melhores projetos

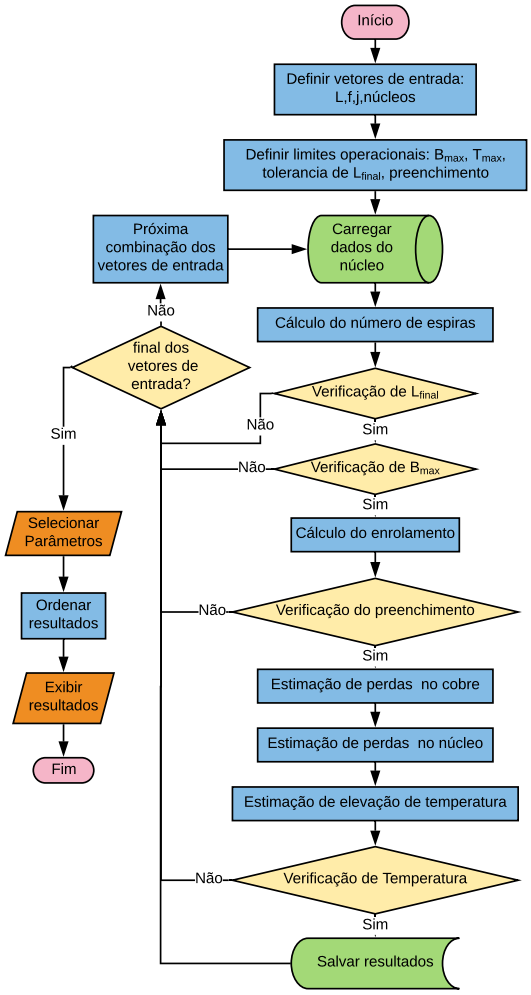

Figura 3.1 – Fluxograma da metodologia de projeto dos indutores proposta

A escolha do núcleo é feita ao se comparar os projetos com os diferentes núcleos disponíveis na biblioteca criada. Na metodologia são selecionados os diferentes núcleos que serão utilizados nos projetos. Na etapa de organização e seleção dos projetos são selecionados os melhores núcleos de acordo com os resultados totais dos indutores. O que é uma forma muito mais simples de se selecionar o núcleo, pois tentar pre-selecionar um núcleo irá depender de quais parâmetros se deseja otimizar no indutor e a lógica da pré-seleção é diferente para cada parâmetro. Enquanto a seleção por comparação é mais simples e pode ser feita da mesma forma para qualquer que seja o parâmetro a ser otimizado.

Antes de explorar mais a fundo cada etapa é interessante observar quais são os parâmetros de entrada necessários para o projeto.

3.2 Parâmetros de entrada

Os parâmetros necessários são as informações elétricas da aplicação e os limites de construção e operação do indutor.

3.2.1 Parâmetros elétricos

Os parâmetros elétricos necessários são dois conjuntos de três variáveis inter-relacionadas, sendo um conjunto a tensão, corrente e potência da aplicação e o outro a frequência, a indutância e o *ripple* da corrente no indutor. Sendo que a tensão, corrente, frequência e o *ripple* utilizados na metodologia são obtidos por simulação.

Em ambos os conjuntos bastam 2 variáveis quaisquer para calcular a restante. O trio tensão, corrente e potência pode ser relacionado diretamente por $P = VI$. Já o trio indutância, frequência e *ripple* dependem também do *duty cycle*, tensão instantânea da rede e tensão no barramento c.c., e por esse motivo pode ser variável ao longo do período fundamental da rede dependendo da aplicação. Desta forma é possível obter o *ripple* para cada intervalo de chaveamento em aplicações de F e L constantes.

A equação 3.1 calcula o *ripple*, para conversores de dois níveis, em relação à corrente de pico utilizando a queda de tensão no indutor para obter a taxa de variação de corrente considerando a tensão da rede constante dentro de um ciclo de chaveamento.

$$ripple = \frac{(V_{c.c.,max} - V_{rede}(t))\, D\, T_{sw}}{2\, L\, I_p} \tag{3.1}$$

A equação 3.2 calcula o *ripple* máximo para o pior caso:

$$ripple = \frac{V_{c.c.,max}}{4\, L\, F\, I_p} \tag{3.2}$$

O conhecimento da amplitude e frequência do *ripple* é importante para o calculo das perdas por efeito pelicular e perdas no material magnético a serem realizadas posteriormente.

3.2.2 Parâmetros de limitação construtiva e de utilização

Preenchimento da janela do núcleo

A realização do enrolamento do indutor é um processo que requer um alto nível de precisão para conseguir um bom aproveitamento da área da janela do núcleo. É importante considerar que não é possível utilizar toda a área da janela com cobre, pois ha isolamento e espaço entre as espiras.

É necessário deixar uma parcela da área da janela para circulação de ar. Outra parcela da área deve ser considerada para o isolamento dos fios e isolamento entre camadas. Além destas também deve-se considerar o acomodamento não ideal dos fios e, quando utilizado, a área para o suporte da bobina (MCLYMAN, 2004).

Em geral para montagens manuais limites de preenchimento em torno de 35% são utilizados, enquanto montagens automatizadas podem chegar em 50%. Estes valores variam com a técnica utilizada, a habilidade de quem faz a montagem manual e a qualidade e precisão do maquinário de montagem (MCLYMAN, 2004).

Diferentes tipos de núcleos apresentam diferentes aproveitamentos possíveis da janela do núcleo. Assim como diferentes processos para realizar o enrolamento. Desta forma é interessante deixar como um parâmetro o aproveitamento da janela do núcleo para que cada usuário utilize o valor que consiga produzir.

Tolerância de erro da indutância

Devido ao fato da indutância por espira depender da permeabilidade, e por sua vez a permeabilidade depender da saturação causada pela corrente, o valor resultante da indutância irá apresentar erro tanto em seu valor inicial sem saturação quanto no seu valor final, com saturação no máximo estimado.

Para obter um projeto consistente uma tolerância para a indutância projetada é estipulada. Utilizando estes limites é possível garantir, através de um *loop* de correção do número de espiras, o valor da indutância final.

Saturação do núcleo

A saturação do núcleo leva à redução da indutância por espira, requerendo em geral mais espiras para uma mesma indutância. Além disso o comportamento da corrente em situações de saturação apresenta alta distorção da forma de onda.

Para evitar estes efeitos é utilizado um parâmetro limite para a densidade de fluxo magnético $B_{max}[T]$ em relação à densidade de fluxo magnético de saturação $B_{sat}[T]$.

O efeito da saturação depende da curva BxH do material, quanto maior a linearidade da curva maior pode ser B_{max}. Porém a diferença entre os limites de linearidade de cada material torna difícil a utilização ótima deste parâmetro. Por este motivo um modelo de simulação incluindo a saturação será estudado posteriormente no trabalho.

Elevação de temperatura

Uma elevação máxima de temperatura $\Delta Temp_{max}$ deve ser estabelecida para prevenir danos ao isolamento e evitar envelhecimento acelerado dos materiais por estresse térmico.

3.3 escolha do núcleo

As características do núcleo afetam todo o projeto do indutor. O material do núcleo afeta a saturação e perdas no núcleo, enquanto as dimensões do núcleo afetam as perdas no cobre e no núcleo, isto somente sobre a perspectiva elétrica do projeto. Além disso, o volume e peso do indutor e também o custo dependem principalmente no núcleo escolhido.

Geralmente a escolha do núcleo tem como referência tabelas geradas pelos próprios fabricantes em seus dados de catálogo.

Em (MAGNETICS, 2017) encontram-se diversos gráficos que relacionam a capacidade de energia armazenada para cada tipo de material dos seus núcleos. Esta energia é comparada com a energia do indutor projetado, obtida por $E = LI^2$. Recomenda-se escolher o núcleo com energia imediatamente superior ao calculado.

(MCLYMAN, 2004) apresenta duas formas de seleção do núcleo semelhantes que são utilizados por duas abordagens de projeto diferentes. Uma utiliza o produto das áreas

da janela e da seção transversal do núcleo e a outra utiliza uma constante geométrica para classificar os núcleos.Ambas as abordagens tem o mesmo efeito para a escolha do núcleo. No entanto estes métodos apesar de conseguir resultados próximos do ótimo em relação ao volume, não necessariamente apresentam resultados próximos do ótimo para eficiência.

É possível utilizar métodos de otimização para encontrar o melhor núcleo a ser utilizado considerando múltiplos objetivos. Porém, o projeto de um indutor sendo realizado por um algorítimo computacional é muito rápido de ser realizado, de modo que o projeto de um conjunto grande de indutores, por exemplo projetar a mesma indutância utilizando todos os núcleos disponíveis em uma biblioteca, continua não demorando mais que alguns minutos. Considerando isto este trabalho propõe não utilizar métodos de otimização, mas projetar todas as alternativas e posteriormente comparar os resultados para selecionar o melhor projeto. Isto permite obter muitos dados para análise de relações posteriormente sem ter um custo de tempo ou trabalho elevado.

3.4 Cálculo do número de espiras

A Figura 3.2 mostra o fluxograma que representa o algorítimo para o cálculo do número de espiras:

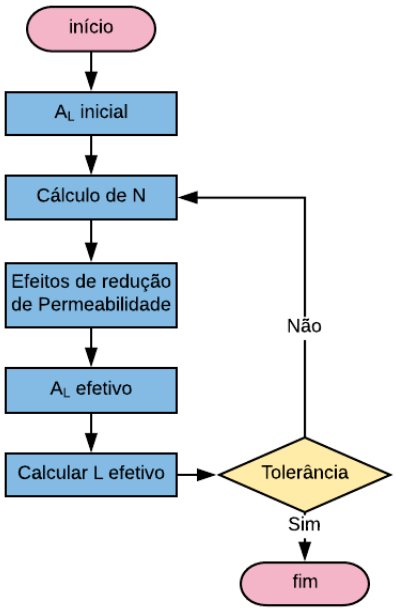

Figura 3.2 – Fluxograma do *loop* para cálculo do número de espiras

O cálculo do número de espiras se inicia com o cálculo da indutância por espira, que depende da permeabilidade, do comprimento do caminho magnético e da área da secção transversal do núcleo. Em muitos núcleos já é fornecido diretamente o Al em catálogo, mas é necessário saber como calcula-lo para entender as consequências das alterações na permeabilidade. Com estas variáveis calcula-se o número de espiras e em seguida se verificam os efeitos de redução de permeabilidade, que foram identificados na secção 2.2. Estes efeitos alteram o valor efetivo da indutância por espira e consequentemente da indutância. Se o valor de indutância efetiva está fora da tolerância permitida para o valor final de indutância o número de espiras é recalculado utilizando a indutância por espira efetiva.

Devido ao fato do campo magnético e a densidade de fluxo afetam a permeabilidade e dependem do número de espiras, que por sua vez é dependente da permeabilidade, é necessário criar um *loop* para obter os valores para os quais as variáveis convergem. É necessário observar que as curvas de alteração de permeabilidade não são sempre disponibilizadas nem apresentam nenhum tipo de padrão em suas equações entre diferentes fabricantes, o que exige trabalho adicional para utilização nos projetos ao se comparar núcleos de diferentes fabricantes.

O número de espiras, N, necessário pode ser calculado diretamente pela equação 3.3, onde A_L é o valor da indutância específica do núcleo em $nH/espira^2$ fornecido pelos fabricantes, que equivale ao inverso da relutância magnética $\mathcal{R}$.

$$N^2 = \frac{L}{A_L} \tag{3.3}$$

Esta forma de cálculo não considera a saturação do material magnético nem outros efeitos que afetam a permeabilidade por considera-la constante e não garante que a indutância irá respeitar os limites de tolerância estabelecidos.

A figura 3.2 mostra o *loop* utilizado para considerar o efeito da saturação, e outros efeitos sob a permeabilidade, no cálculo do número de espiras até obter uma indutância dentro dos limites de tolerância. Utilizando a equação 3.3 como ponto de partida o *loop* corresponde às equações 3.4 a 3.8:

A intensidade de campo magnético calculada utilizando o comprimento do caminho magnético l_e:

$$H = \frac{NI}{l_e} \tag{3.4}$$

A porcentagem da permeabilidade inicial na situação de saturação obtida pela curva disponibilizada pelo fabricante e descrita pela equação 3.5. Também é possível obter a redução de permeabilidade da inclinação da curva BxH quando não disponível diretamente.

$$\%\mu = a + bH + cH^2 + dH^3 + eH^4 \tag{3.5}$$

Devido ao formato das equações utilizadas para o *equation fit* das curvas o valor de $\%\mu$ pode se tornar negativo, porém o valor da permeabilidade na saturação não se torna menor que zero então o valor calculado deve ser limitado em zero e terminado o *loop* para o indutor.

A indutância específica efetiva é alterada devido à redução de permeabilidade seguindo a equação 3.6.

$$A_{L_{ef}} = \frac{A_L}{\mu} \tag{3.6}$$

A densidade de fluxo magnético calculada pela equação 3.7 descreve a curva BxH:

$$B = \left(\frac{a + bH + cH^2}{1 + dH + eH^2} \right)^x \tag{3.7}$$

Neste ponto devemos verificar se o limite de saturação B_{max} foi atingido, se sim o projeto deve ser desconsiderado, que na metodologia proposta corresponde à forçar $A_{Lef} = 0$ zerando também as outras variáveis calculadas.

O valor da indutância é então obtida pelo número de espiras e a indutância específica efetiva.

$$L = N^2 A_{Lef} \tag{3.8}$$

É possível que o *loop* trave caso o limite de tolerância da indutância seja muito rígido. Para evitar este problema o número de iterações deve ser limitado.

Se após o *loop* a indutância não esteja dentro do limite de tolerância, o número de espiras deve ser ajustado pela equação 3.9 e então retorna ao início do *loop*:

$$N = \frac{N}{\sqrt{\%\mu}} \tag{3.9}$$

Assim $L_{inicial}$ é obtido utilizando N e A_L (sem saturação) e L_{final} é obtido utilizando N e A_{Lef} (com saturação).

3.5 Definição do fio e cálculo do preenchimento da janela

O conjunto de fios utilizado no enrolamento pode ser projetado para reduzir os efeitos pelicular e de proximidade. Estes efeitos causam a redução da área efetiva de cobre onde se concentra a densidade de corrente, devendo ser evitados e minimizados.

O efeito pelicular causa uma maior concentração da densidade de corrente no perímetro mais externo de condutores circulares com o aumento da frequência. Este efeito é causado pela aparição de correntes de *Eddy* no condutor (MCLYMAN, 2004).

O efeito pelicular é caracterizado por uma profundidade de penetração da corrente, δ, no condutor em que a densidade de corrente vale e^{-1} da corrente na superfície (MCLYMAN, 2004). E pode ser calculada utilizando a equação 3.10 que depende da resistividade, ρ, do material condutor da permeabilidade magnética, μ, e da frequência.

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu F}} \tag{3.10}$$

Um método utilizado para escolha do fio do enrolamento é utilizar fios com raio menor que a profundidade de penetração na frequência de interesse, seja a frequência de chaveamento ou seus harmônicos. Enquanto em um projeto básico, que não considera os efeitos de alta frequência, o fio utilizado é selecionado somente pela área transversal de cobre necessária.

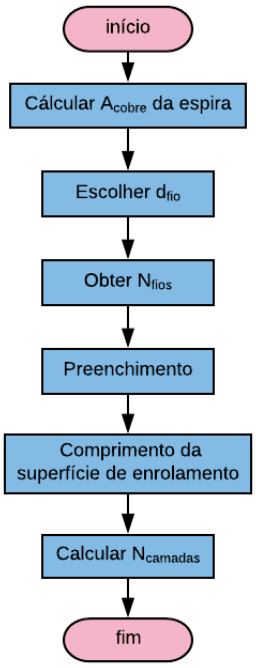

Figura 3.3 – Fluxograma do calculo do enrolamento

No cálculo do enrolamento ha poucas diferenças em relação a um projeto convencional. Em núcleos toroidais e semelhantes o número de espiras por camada é diferente para cada camada, sendo necessário utilizar equações apropriadas para a estimação do número de camadas para cada núcleo.

Além disso, para minimizar os efeitos pelicular e de proximidade é indicado aproximar o raio do fio utilizado da profundidade de penetração do efeito pelicular. Que poder ser feito utilizando múltiplos fios em paralelo trançados, podendo ser feitos manualmente, ou quando fabricados industrialmente são identificados como fios de Litz.

Os fios de Litz apresentam em catalogo dados de resistência c.c., c.a. comprimento e área, mas em muitas situações os fios de Litz são muito mais caros que se fazer o conjunto de fios manualmente, ou os fios de Litz disponíveis são superdimensionados para a frequência do projeto. Os fios de Litz podem ser considerados uma forma ideal dos fios trançados e as equações utilizadas são as mesmas, porém existirão incertezas quanto a distancia entre os fios e comprimento total dos fios individuais na produção manual.

Nos conjuntos de fios em paralelo feitos manualmente, é necessário considerar um comprimento total de enrolamento maior que o ideal devido à torção ao trançar os fios da espira. Porém é difícil estimar valores com exatidão pois o incremento de comprimento

varia muito com o número de fios em paralelo, diâmetro de cada fio e tensão aplicada no trançamento.

Para obter o diâmetro do fio total equivalente em um projeto ideal podem ser utilizadas as equações 3.11 e 3.12.

A área transversal de cobre de uma espira é definida pela corrente de pico I_p e a densidade de corrente j, que é definida no início do projeto.

$$A_{cobre} = \frac{I_p}{j} \tag{3.11}$$

O número de fios em paralelo n_{fios} pode ser definido pelo usuário e é utilizado para calcular o diâmetro necessário de cada fio:

$$d_{fio} = 2\sqrt{\frac{A_{cobre}}{\pi n_{fios}}} \tag{3.12}$$

Para um projeto que considera os efeitos de alta frequência no enrolamento o diâmetro do fio é calculado como $d_{fio} = 2\delta$ onde δ é a profundidade de penetração calculada pela equação 3.10 e a área transversal de cobre é também calculada pela equação 3.11.

Para definir o número de fios em paralelo n_{fios} necessários deve-se calcular a área de cada fio A_{fio}:

$$A_{fio} = \pi\delta^2 \tag{3.13}$$

$$n_{fios} = \frac{A_{cobre}}{A_{fio}} \tag{3.14}$$

Para avaliar o preenchimento da janela do núcleo,*winding*, a área total de cobre dentro da janela Ac_{total} deve ser calculada para calcular posteriormente o preenchimento.

$$Ac_{total} = NA_{cobre} \tag{3.15}$$

$$winding = \frac{Ac_{total}}{Aw} \tag{3.16}$$

Qualquer projeto cujo valor de *winding* seja maior que o estipulado pelo parâmetro de preenchimento da janela deve ser desconsiderado pois não é realizável.

O número de camadas esperado pode ser obtido calculando o número de fios em cada camada, descrito na equação 3.17 para núcleos com superfície de enrolamento reta,

e na equação 3.18 para núcleos toroidais, que possui diferentes números de fios em cada camada.

$$n_{fiosporcamada} = \mathbb{N}\left\{\frac{l_c}{D_e + d_e}\right\} \tag{3.17}$$

Com D_e sendo o diâmetro de cada espira e d_e a distância estimada entre cada espira, que foi considerado $1mm$ durante o projeto.

$$n_{fiosporcamada}(k) = \mathbb{N}\left\{\frac{P_c(k)}{D_e + d_e}\right\} \tag{3.18}$$

Onde $P_c(k)$ é o perímetro que descreve cada camada interna, calculado por:

$$P_c(k_c) = \frac{ID - (2\,(k_c - 1) + 1)\,D_e - 2\,k_c\,d_e}{2} \tag{3.19}$$

O número de camadas esperado é então encontrado comparando o número de espiras do indutor ao número de fios acumulado de cada camada:

$$\sum_{k_c=0}^{N_C-1} n_{fios}(k_c) \leq N < \sum_{k_c=0}^{N_C} n_{fios}(k_c) \tag{3.20}$$

3.6 Perdas no enrolamento

As perdas no cobre além do efeito *joule* para as correntes de baixa frequência contém perdas adicionais por efeito pelicular e de proximidade. Para conversores estáticos de alto rendimento estas perdas devem ser consideradas pois estes efeitos aumentam de intensidade com a frequência e a eficiência é de extrema importância.

Para exemplificar o efeito pelicular, foram calculadas a densidade de corrente ao longo do perfil de um condutor cilíndrico de cobre, de dimensões 18 AWG, transportando uma corrente total de $1A$, em diferentes frequências, de $1Hz$ a $1MHz$. Calculados por:

$$J = \left|\frac{I}{2\pi}\frac{k^2}{(e^{-kR} + kR - 1)e^{k(r-R)}}\right| \tag{3.21}$$

$$k = \frac{1+i}{\delta} \tag{3.22}$$

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0 \mu_r \sigma}} \tag{3.23}$$

$$Rc.c. = \frac{1}{\sigma \pi R^2} \tag{3.24}$$

$$Rc.a. = Rc.c. \frac{2\pi^2 R^2}{I^2} \int Jrdr \tag{3.25}$$

As Figuras 3.4 à 3.8 ilustram os resultados dos cálculos:

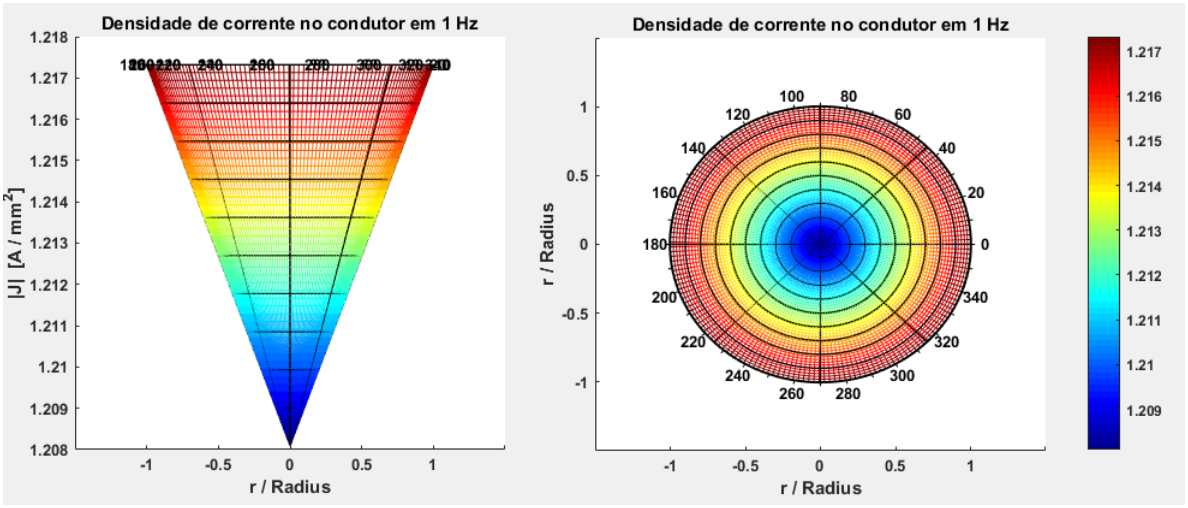

Figura 3.4 – Distribuição de 1A corrente no condutor de cobre 18AWG em 1Hz

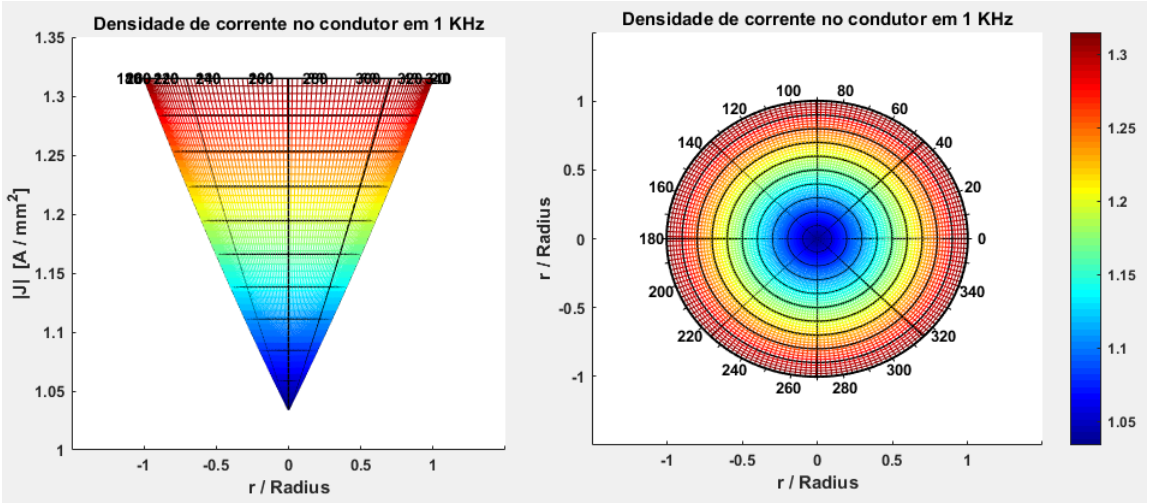

Figura 3.5 – Distribuição de 1A corrente no condutor de cobre 18AWG em 1kHz

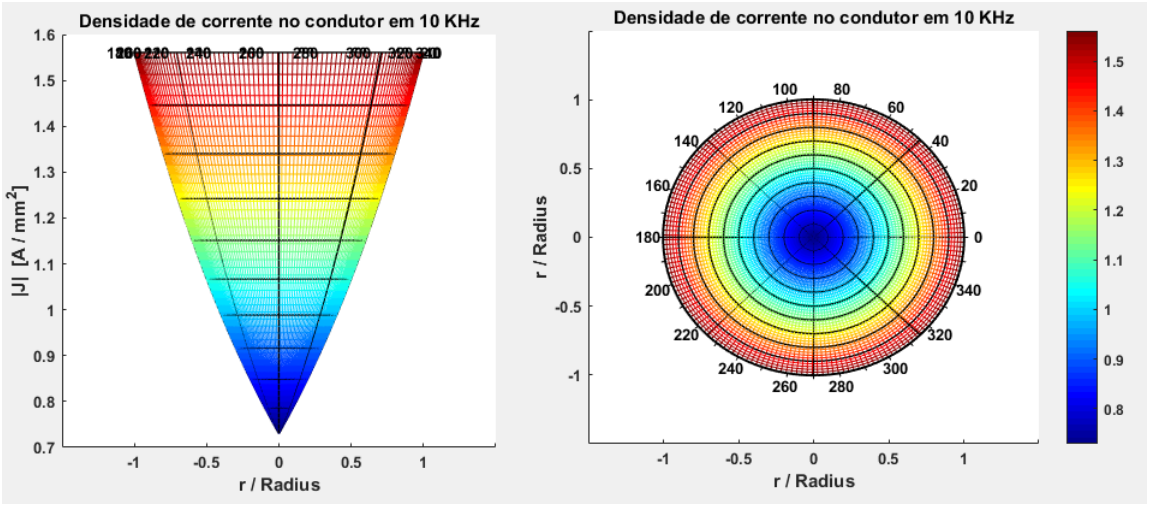

Figura 3.6 – Distribuição de 1A corrente no condutor de cobre 18AWG em 10kHz

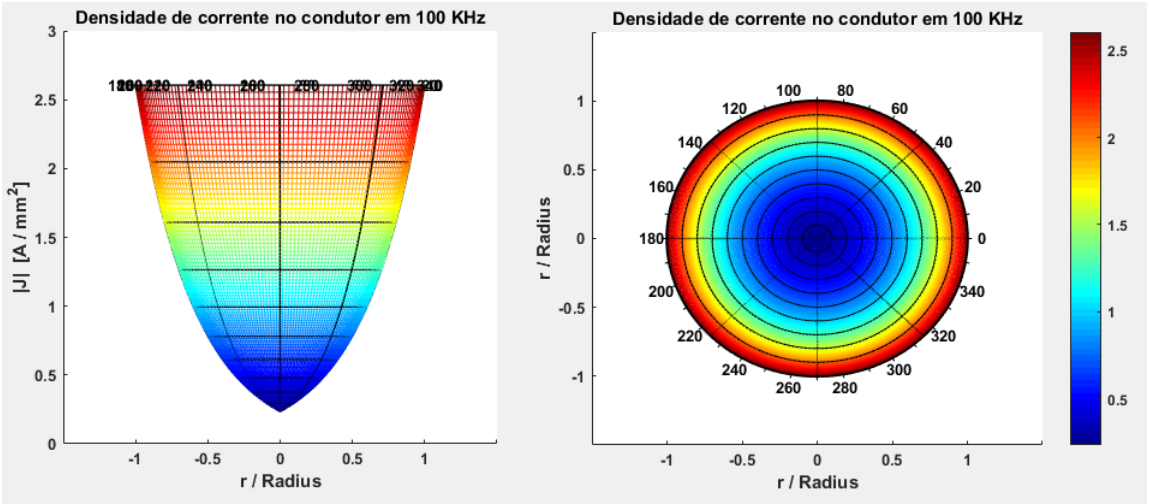

Figura 3.7 – Distribuição de 1A corrente no condutor de cobre 18AWG em 100kHz

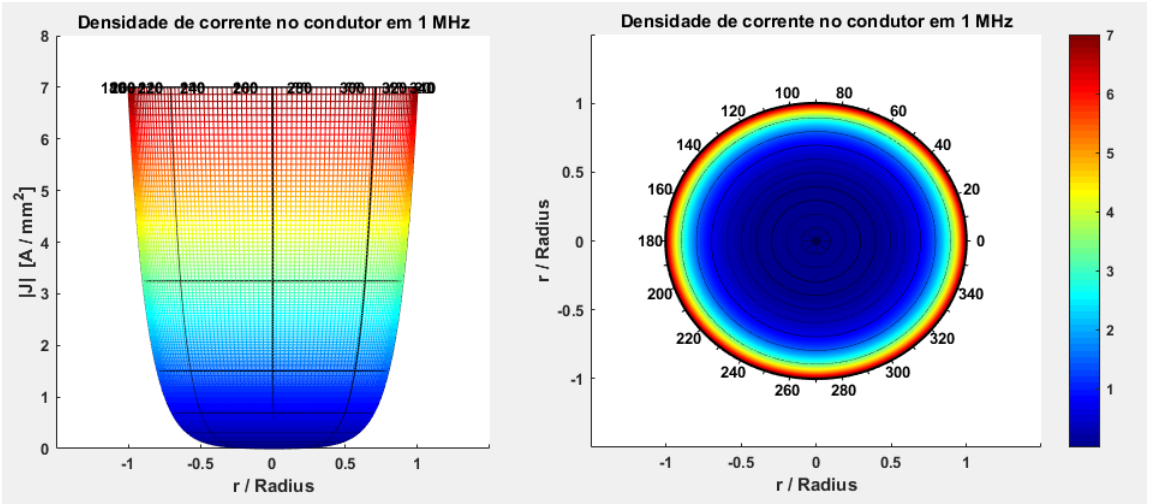

Figura 3.8 – Distribuição de 1A corrente no condutor de cobre 18AWG em 1000kHz

Tabela 1 – Resultados de profundidade de penetração, $R_{c.a.}$ e $R_{c.c.}$

F	1	1,00E+03	1,00E+04	1,00E+05	1,00E+06	Hz
δ	66663	2108,1	666,63	210,81	66,663	μm
δ/R	130,20	4,1173	1,3020	0,4117	0,1302	
$R_{c.c.}$	0,0213	0,0213	0,0213	0,0213	0,0213	Ω
$R_{c.a.}$	0,0213	0,0214	0,0226	0,0325	0,0871	Ω

É possível observar que a densidade de corrente no centro do condutor diminui significativamente com o aumento da frequência, o que se traduz em um aumento da resistência por comprimento do condutor. A tabela 1 mostra os resultados obtidos para profundidade de penetração δ, profundidade em relação ao raio do condutor δ/R e $R_{c.a.}$:

A Figura 3.9 ilustra o comportamento da resistência resultante do condutor, onde observamos que o efeito se torna significativo quando δ se torna menor que o raio de condutor, mas já apresentando uma pequena diferença mesmo quando o valor de δ igual a $1,3$ vezes o raio.

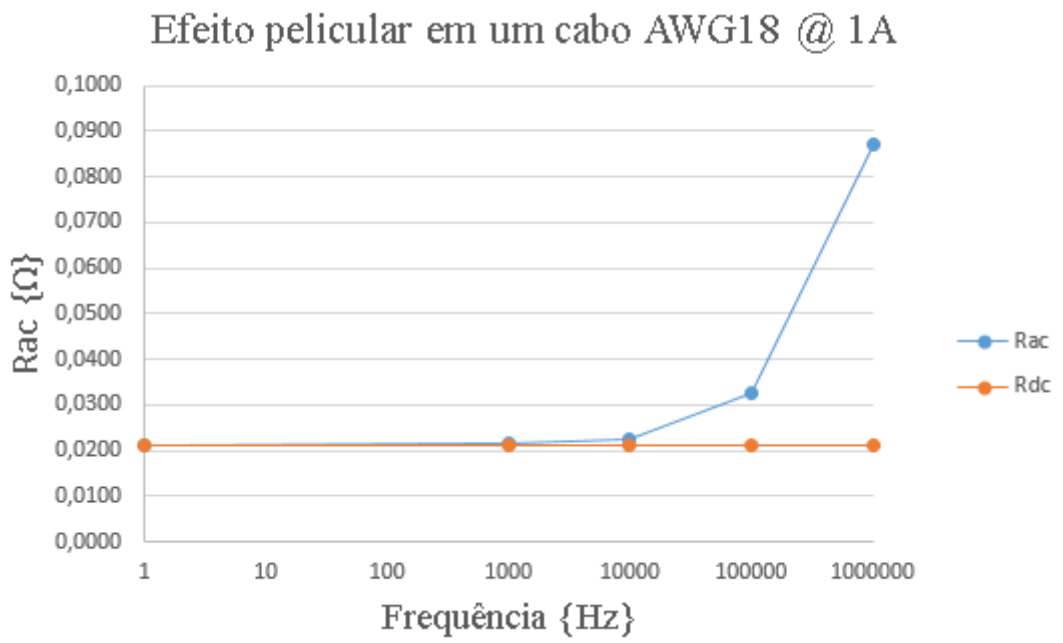

Figura 3.9 – $R_{c.a.}$ em função da frequência num cabo de cobre AWG18 transportando 1A

Analogamente o efeito de proximidade também reduz a área de circulação de corrente, como observamos nas Figuras 3.11 e 3.10, devido ao campo magnético de condutores próximos.

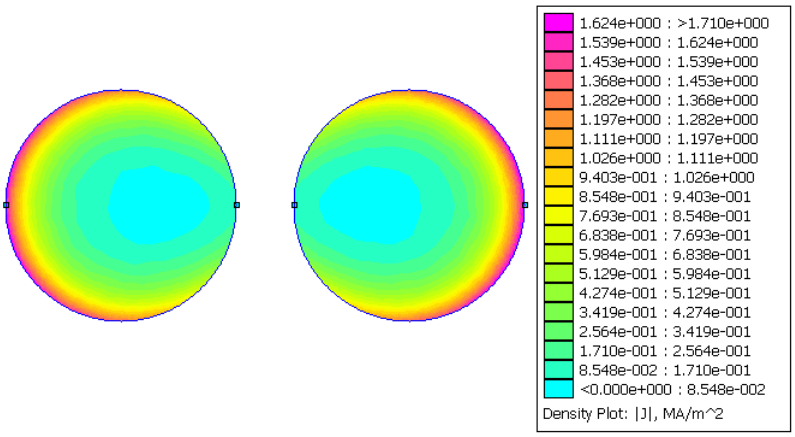

Figura 3.10 – Efeito pelicular e de proximidade em um par de fios AWG14 @100kHz transportando $I_{mean} = 1A$

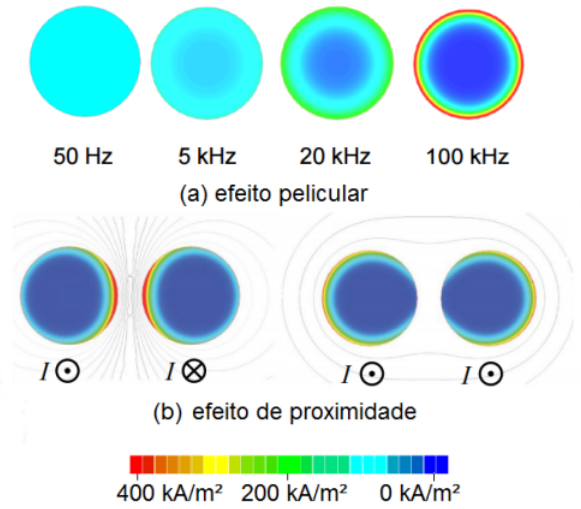

Figura 3.11 – Perfil de densidade de corrente ao longo da seção transversal do condutor cilíndrico para efeito pelicular e de proximidade

Fonte: (COTA, 2016)

A diminuição da área da seção transversal leva diretamente ao aumento da resistência da espira, e com isto mais perdas. Existem diversos métodos para calcular a área efetiva, resistência e perdas causadas por estes efeitos (BARTOLI; REATTI; KAZIMIERCZUK, 1994) (KNIGHT, 2010) (ROBICHAUD; BOUDREAILT; DESLANDES, 2013).

O método RAC-TED-ML apresentado em (KNIGHT, 2010) possibilita calcular a área de cobre eficaz em função da frequência em um fio de cobre considerando o efeito pelicular. Para um fio de cobre as equações 3.26 a 3.30 obtém a área efetiva de cobre.

$$\delta_k(f) = \sqrt{\frac{2\rho}{2\pi f \mu}} \approx \frac{65}{\sqrt{f}} \tag{3.26}$$

$$p'_k(f) = \delta_k(f)(1 - e^{\frac{d_{fio}}{2\delta_k(f)}}) \tag{3.27}$$

$$Z_k(f) = 0,62006\frac{d_{fio}}{2\delta_k(f)} \tag{3.28}$$

$$Y_k(f) = \frac{0.189774}{(1 + 0.272481(Z_k^{1.82938} - Z_k^{-0.99457})^2)^{1.0941}} \tag{3.29}$$

$$Aef_k(f) = \pi(d_{fio}p'_k - (p'_k)^2)(1 + Y_k) \tag{3.30}$$

Em (BARTOLI; REATTI; KAZIMIERCZUK, 1994) equações para obter a relação entre a resistência c.c. e a resistência c.a. considerando ambos os efeitos pelicular e proximidade simultaneamente. As equações 3.31 e 3.32 descrevem os cálculos necessários.

$$\frac{R_{c.a.}}{R_{c.c.}} = A\left(\frac{e^{2A} - e^{-2A} + 2sen(2A)}{e^{2A} + e^{-2A} - 2cos(2A)} + \frac{2(N_L^2 - 1)}{3}\frac{e^{2A} - e^{-2A} - 2sen(2A)}{e^{2A} + e^{-2A} + 2cos(2A)}\right) \tag{3.31}$$

Onde A é descrito por:

$$A = \left(\frac{\pi}{4}\right)^{\frac{3}{4}} \frac{d_{fio}^{\frac{3}{2}}}{\delta\sqrt{t}} \tag{3.32}$$

Sendo t a distancia entre o centro dos condutores adjacentes, δ a profundidade de penetração e N_L o número de camadas do enrolamento que deve ser identificado.

Escolhidos os efeitos que serão considerados resta calcular a resistência resultante do conjunto paralelo de fios e com isto calcular as perdas. Além disso devido ao fato da corrente no indutor não ser senoidal e sim chaveada, apresentando diversas componentes harmônicas o cálculo de perdas deve ser realizado considerando todo o espectro da corrente.

O espectro de corrente pode ser obtido por uma transformada rápida de Fourier da corrente obtida por simulação ou cálculos analíticos considerando a queda de tensão no indutor, indutância e duração das tensões aplicadas. Cada componente do espectro de corrente está relacionado com uma frequência e consequentemente com resistências e perdas diferentes.

O espectro de corrente irá depender da topologia utilizada assim como da aplicação e da carga, o que torna difícil obter estimações precisas para o projeto. No entanto, simplificando o problema em condições ideais o comportamento analítico da corrente para diversos conversores assim como seu espectro esperado pode ser encontrado em (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1995) e outros livros base de Eletrônica de Potência.

A resistência do enrolamento, descrita pela equação 3.35, depende do número de fios em paralelo, e do comprimento total de cada fio do enrolamento que é dado por:

$$C_{fio} = N\,MLT \tag{3.33}$$

Sendo MLT o comprimento médio de uma espira. Idealmente poderia ser calculado utilizando o perímetro transversal do núcleo e o diâmetro do fio, porém não é possível realizar um enrolamento perfeito devido ao limite de curvatura dos fios. Dados mais próximos do realizável estão disponíveis nos *datasheets* para diferentes valores de preenchimento.

Para obter a resistência do enrolamento utiliza-se na equação 3.31:

$$R_{c.c.} = \frac{C_{fio}\rho}{Aef_k} \tag{3.34}$$

Onde o R_{ca} resultante em cada frequência é calculado para uma resistência total em:

$$Rtotal_k(f) = \frac{R_{c.a.}(f)}{N_{fios}} \tag{3.35}$$

E a perda é dada pelo somatório da perda em cada componente:

$$P_{cobre} = \sum_{k=0}^{\infty} Rtotal_k(f) I_k^2(f) \tag{3.36}$$

3.7 Perdas no núcleo

As perdas no núcleo são devidas à movimentação dos polos magnéticos do material. Estas perdas podem ser relacionadas com a área enlaçada na curva BxH ao percorrer um caminho fechado em cada ciclo de chaveamento.

Os fabricantes de núcleos magnéticos fornecem curvas para as perdas no núcleo no formato mais clássico que é a equação 3.37 conhecida como equação de Steinmetz, onde P_{core} é a densidade de perdas por volume ou peso, variando de acordo com o fabricante:

$$P_{core} = K F^{\alpha} B_{max}^{\beta} \tag{3.37}$$

Um problema deste formato para aplicações em conversores estáticos, é que os parâmetros são sempre caracterizados para condições de corrente e tensão senoidais. Por

este motivo diversas outras equações foram derivadas desta para obter resultados aceitáveis em condições não senoidais, como os métodos MSE, GSE, iGSE e i2GSE citados por (HILAL, 2016).

A aproximação mais simplificada para as perdas no núcleo é utilizar a equação de Steinmetz, considerando o *ripple* máximo quando a corrente fundamental passa por zero e admitir que o *ripple* apresenta somente a frequência de chaveamento.

Esta simplificação foi criada para situações puramente senoidais e se aplica bem em tais situações. Porém apresenta erro na estimação de perdas quando a corrente e fluxo não são senoidais. E como a característica de perdas nos materiais magnéticos é não linear, não podendo ser calculada separadamente para cada frequência, não é possível calcular as perdas separadamente em componentes senoidais.

Para contemplar condições não senoidais, utilizando valores instantâneos da densidade de fluxo, será utilizada a iGSE neste trabalho. A equação utiliza somente os parâmetros de Steinmetz e apresenta bons resultados para situações chaveadas. Porém ainda ha a equação i2GSE que além das características da iGSE considera as perdas quando ha aplicação de tensão nula do indutor, que é um valor pequeno, mas ela necessita de informações adicionais sobre o material que não estão sempre disponíveis, o que limita sua utilização.

Para obter as perdas no núcleo a partir da equação 3.37 é necessário o volume ou peso do núcleo, que é disponibilizado nos catálogos.

A equação 3.4 é utilizada para obter H_{max} e H_{min} com $I = +\Delta I/2$ e $I = -\Delta I/2$ respectivamente. B_{max} e B_{min} são obtidos com a equação 3.7 e $\Delta B = (B_{max} - B_{min})/2$.

Utilizando a equação de steimetz com $B = \Delta B$ e multiplicando a densidade de perdas pelo volume obtém-se a perda no núcleo.

Outra abordagem é utilizar a equação de Steinmetz considerando a variação do ripple e do nível de corrente fundamental para cada período de chaveamento onde $I = I_{fundamental} \pm \Delta I/2$ e a perda média é calculada pela média das perdas ao longo de um período fundamental.

Uma melhor aproximação é utilizar a equação 3.38, iGSE, considerando o ripple variando ao londo do período fundamental e também o nível instantâneo da fundamental para cada intervalo de chaveamento.

$$P_{core} = \frac{1}{T}\int_0^T K_i \left\| \frac{dB}{dt} \right\|^{\alpha} (\Delta B)^{\beta-\alpha} dt \tag{3.38}$$

Onde os parâmetros α e β são os mesmos da equação de Steinmetz e k_i é dado por:

$$K_i = \frac{K}{(2\pi)^{\alpha+1}\int_0^{2\pi} 2^{\beta-\alpha}|cos(\theta)|^{\alpha} d\theta} \tag{3.39}$$

Como a equação 3.38 não apresenta termos da frequência fundamental ou da frequência de chaveamento o índice de modulação de frequência não afeta a precisão da estimação diretamente. Porém a relação entre a fundamental e a frequência de chaveamento irá juntamente com a frequência de amostragem afetar o vetor de densidade de fluxo obtido, sendo necessário garantir uma boa representação de componentes elevadas de frequência enquanto obtendo ciclos fundamentais suficientes para que a estimação seja menos afetada pela relação das frequências.

No cálculo de perdas no núcleo é utilizada a equação melhorada generalizada de Steinmetz (*improved generalized Steinmetz equation* - IGSE), que utilizando o vetor $B(t)$ obtido do vetor de tensão, calcula perdas para qualquer forma de onda, utilizando somente os parâmetros da equação de Steinmetz.

O IGSE separa a onda de $B(t)$ e ciclos menores em verde e maiores, unindo os segmentos em vermelho, como mostrado no exemplo da Figura 3.12 e para cada ciclo calcula a energia dissipada ponto a ponto no vetor de densidade de fluxo. Cada *loop* de densidade de fluxo corresponde a um ciclo de histerese com área e, consequentemente, perdas diferentes.

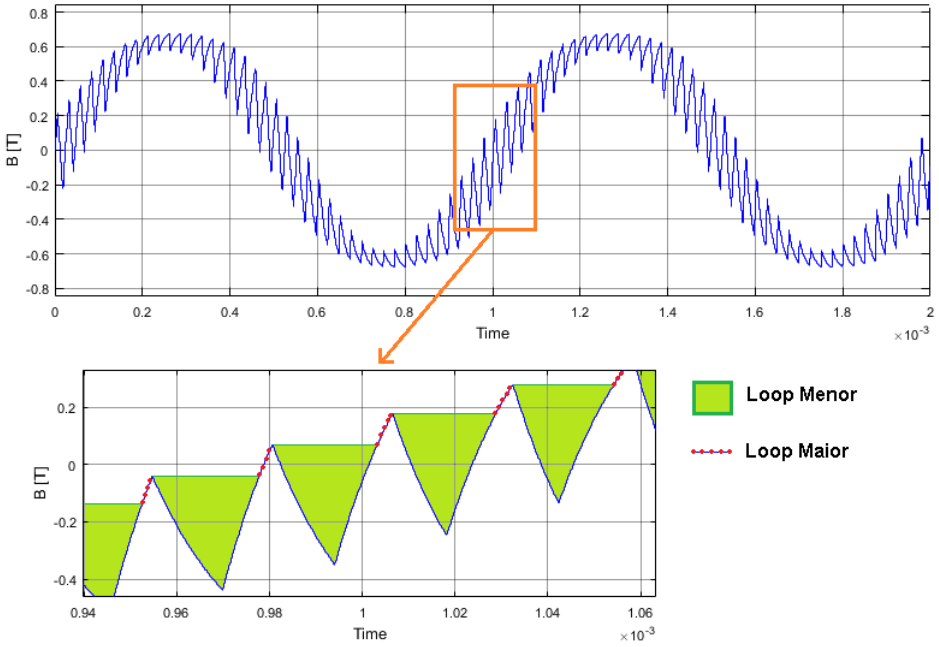

Figura 3.12 – Explicação do IGSE

Ao fazer a separação em *loops* é possível considerar mais de uma frequência na onda de densidade de fluxo. Para considerar formas de onda não senoidais foi proposto utilizar a derivada da densidade de fluxo e calcular a energia dissipada ponto a ponto no vetor. Isto permite identificar a amplitude do *loop* de B e calcular ponto a ponto dentro de cada *loop* obtendo a energia dissipada para qualquer forma de onda de densidade de fluxo.

3.8 Elevação de temperatura

A estimativa de elevação de temperatura em diversos trabalhos é realizada utilizando a equação empírica 3.40, onde a Área de superfície é dada em cm^2 (MCLYMAN, 2004) (ZIENTARSKI, 2009).

$$\Delta T = 450 \left(\frac{PerdasTotais}{AreadeSuperficie} \right)^{0.833} \tag{3.40}$$

Esta equação não é muito precisa devido á margem de erro na estimação da área de superfície. Apesar de os fabricantes indicarem em catálogo uma área de superfície em função do preenchimento do núcleo, este valor irá depender de como foi feito o enrolamento, de como o indutor foi fixado e também da ventilação presente no ambiente do indutor.

Para obter um melhor resultado pode ser utilizado o método de elementos finitos(FEM) para calcular a elevação de temperatura, procedimentos para se obter estimações de elevação de temperatura pelo FEM serão descritos no capítulo 4.

3.9 Conclusões

Foram apresentados neste capítulo os cálculos utilizados no algorítimo desenvolvido para o projeto dos indutores, assim como seu fluxograma. A metodologia proposta foi capaz de calcular: a indutância e número de espiras necessário mesmo considerando os efeitos de redução de permeabilidade e saturação; O preenchimento e o número de camadas esperados do enrolamento; O efeito pelicular e proximidade na resistência dos fios e consequentemente nas perdas no cobre; As perdas no núcleo para qualquer forma de corrente através do IGSE; E também a estimação da elevação de temperatura.

Capítulo 4

Cálculo de Campo e Temperatura Utilizando o Método de Elementos Finitos

Neste capítulo serão apresentados o método de elementos finitos e alguns dos programas que podem ser utilizados para realização dos cálculos apresentando motivos para a seleção de um dos programas. Em seguida é feita uma introdução ao FEMM, o programa escolhido, destacando suas limitações. É também indicado como utilizar o programa para realizar o estudo magnético e térmico de um indutor.

4.1 O método de elementos finitos

O método de elementos finitos se baseia na divisão de um sistema em pequenas partes individuais que são denominados elementos com o objetivo de possibilitar o cálculo da interação entre elementos mais facilmente por meio das equações de sistema.

A divisão em elementos finitos é intrinsecamente um problema de discretização de efeitos ou sistemas contínuos, o que quer dizer que seus resultados são aproximações, que quando realizadas adequadamente utilizando um número suficiente de elementos se aproximam das soluções contínuas.

Os diferentes programas para cálculo utilizando o método de elementos finitos oferecem interfaces para a criação e importação de modelos e realização das simulações dos problemas estudados. A partir do modelo deve ser gerado um *Mesh* o que significa gerar um

Tabela 2 – Características dos programas de calculo utilizando FEM considerados

Programa	3D	Licença	Mesher	Aplicação
FEMM	não	open souce	automático	Eletromagnéticos e térmicos
Elmer FEM	sim	open souce	manual	Proposito Geral
COMSOL multiphysics	sim	Comercial	automático	Proposito Geral
JCMsuite	sim	Comercial	automático	Micro-optica e nano-optica
HFSS	sim	Comercial	automático	antenas
FEKO	sim	Comercial	automático	antenas

objeto que represente o modelo dividido em seus elementos finitos, este processo pode ser automático ou manual dependendo do programa utilizado. Além disso os programas podem ser limitados a somente problemas 2D com profundidade, o que simplifica o problema e acelera os cálculos, ou podem ser completamente tridimensionais o que é necessário em problemas mais complexos.

Alguns programas tem aplicações específicas, o que determina os conjuntos de equações presentes no programa. Em alguns é possível inserir novos conjuntos de equações enquanto outros são limitados ás equações pre-determinadas.

Devido ao custo de se obter uma licença para utilizar os programas também foi observado se os programas são de licença comercial ou *open source*, dando preferência aos programas *open source*. A tabela 2 mostra diferentes programas considerados e suas características.

O programa FEMM foi escolhido por ser *open source* e apresentar Mesher automático apesar de ser limitado a problemas 2D com profundidade. Com exceção de formatos muito específicos de núcleos as aproximações feitas são principalmente nas dobras e curvatura dos fios, o que na prática já não se aproxima do ideal, aumentando o comprimento e resistência dos fios e o preenchimento da janela do núcleo.

Alternativamente o programa Elmer FEM poderia ser utilizado se em conjunto de outra ferramenta para a construção do mesh nos problemas estudados, obtendo melhores resultados e modelos 3D porem tomando mais tempo e trabalho.

As alternativas comerciais se mostram muito mais completas apresentando em conjunto com o FEM outros métodos de solução de equações como o método de elementos de contorno (BEM - *Boundary element method*), o metodo de diferenças finitas no dominio do tempo (FDTD - *Finit-difference time-domain method*), o metodo multipolar rápido (FMM

- *Fast multipole method*), optica ondulatória (PO - *physical optics*), optica geométrica (GO - *geometrical optics*) e (UTD - *uniform geometrical theory of diffraction*).

Estes diferentes métodos são utilizados em conjunto relacionando os resultados de cada um de forma a observar os diferentes efeitos em conjunto, possibilitando a análise de problemas maiores e mais complexos. Entre os programas considerados se não houvessem barreiras monetárias o COMSOL multiphysics seria escolhido por ser de propósito geral apresentando um grande conjunto de equações pre-definidas e principalmente apresentar modelo 3D.

4.2 Introdução ao FEMM

O *Finite Element Method Magnetics* (FEMM) é um programa que utiliza o metodo de elementos finitos para cálculo de campo magnético, eletroestática, fluxo de calor e fluxo de corrente. As equações necessárias já estão incluídas no programa e não podem ser facilmente alteradas e uma biblioteca de materiais comumente utilizados também esta incluída, onde é possível alterar os parâmetros e adicionar novos materiais.

A interface gráfica do programa permite a criação dos modelos 2D do problema, ou a utilização de arquivos DXF criados por outros programas CAD para importar o modelo. Criado o modelo e definidos os materiais e tipo de problema é possível gerar o *mesh* e em seguida executar os cálculos.

Os comandos do FEMM também podem ser realizados utilizando os programas MatLab, Octave ou Mathematica, através de interfaces disponíveis entre os programas, isto permite uma automatização dos cálculos não possível na interface gráfica do programa, sendo útil para observar efeitos transitórios como evolução da temperatura.

Ao criar um problema para solução no FEMM a primeira coisa necessária é definir qual o tipo de problema, magnético, eletroestático, fluxo de calor ou fluxo de corrente. Isto altera o conjunto de equações utilizadas para os cálculos assim como os resultados obtidos.

Para o projeto de indutores dois tipos de problemas são mais importantes, magnéticos e fluxo de calor, porém eles são tratados em uma perspectiva diferente e o modo de criar as simulações necessárias serão observadas nas secções a seguir.

Nos problemas magnéticos é possível obter como resultados os seguintes itens:

Para os circuitos elétricos:

- Corrente total
- Queda de tensão
- Indutância
- Resistência
- Potência (Real, reativa e aparente)

Gráficos de densidade:

- Densidade de fluxo
- Intensidade do campo magnético
- Densidade de corrente

Gráficos de linha ao longo de um contorno:

- Vetor potencial
- Densidade de fluxo (magnitude, normal e tangencial)
- Campo magnético (magnitude, normal e tangencial)
- Corrente de Foucault

Integral de linha ao longo de um contorno:

- Densidade de fluxo normal média
- Fluxo magnético tangencial acumulado
- intensidade do campo magnético tangencial média
- Queda de força magnetomotriz ao longo do contorno
- Comprimento do contorno
- Área de superfície
- Força do tensor de tensão
- Torque do tensor de tensão

Integral de bloco de uma área:

- Integral do vetor potencial
- Energia do campo magnético
- Perdas por histerese, eddy e proximidade
- Perdas resistivas
- Área da secção transversal do bloco

- Perdas totais
- Corrente total
- Integral da densidade de fluxo
- Volume do bloco
- Força de Lorentz
- Torque de Lorentz
- Coercitividade do campo magnético
- Densidade de perdas total
- Momento de inercia/densidade

Nos problemas térmicos é possível obter os seguintes resultados:

Para os condutores térmicos:

- Temperatura
- Fluxo de calor total

Gráficos de densidade:

- Temperatura
- Gradiente de temperatura
- Densidade de fluxo de calor

Gráficos de linha ao longo de um contorno:

- Temperatura
- Densidade de fluxo de calor (magnitude, normal e tangencial)
- Gradiente térmico (magnitude, normal e tangencial)

Integral de linha ao longo de um contorno:

- Diferença de temperatura
- Fluxo de calor normal
- Densidade de fluxo de calor normal média
- Comprimento do contorno
- área de superfície
- temperatura média

Integral de bloco de uma área:

- Temperatura média no volume
- Densidade de fluxo de calor médio no volume
- Gradiente de temperatura médio no volume
- Volume do bloco
- Área transversal do bloco

4.3 Limitações do FEM

Por falta de informações sobre os materiais, limitações na criação do modelo 2D e outras limitações intrínsecas ao programa alguns resultados devem ser avaliados com bastante cautela. As limitações mais evidentes ao se utilizar o FEMM para projetos de indutores são:

- Trançamento e curvatura dos fios
- Forma de onda de corrente e harmônicos
- Informações do material do núcleo
- Definição das constantes das fronteiras térmicas

4.3.1 Trançamento e curvatura dos fios

Nos modelos 2D não é possível representar o trançamento dos fios de uma espira nem a curvatura necessária para enrolar os fios em torno do núcleo, isto leva à um comprimento de condutor menor que o real e consequentemente à um cálculo subestimado de perdas. Além disso por não considerar o trançamento dos fios o efeito pelicular e de proximidade não é equilibrado entre os fios da espira, podendo levar $R_{c.a.}$ diferentes para cada fio e erros no cálculo de perdas.

4.3.2 Forma de onda de corrente e harmônicos

Outra limitação do FEMM é a impossibilidade de considerar harmônicos de frequência ou alterar as formas de onda de corrente. As correntes são sempre consideradas

como senoidais com a possibilidade de adicionar um nível contínuo. Ao desconsiderar as componentes harmônicas também são desconsiderados suas componentes de perdas.

4.3.3 Informações do material do núcleo

A perda no núcleo também é um resultado limitado, além de ser considerada somente uma frequência também devemos levar em conta o limite das informações disponíveis da curva de histerese do material.

O cálculo de perdas nos materiais magnéticos do FEMM se baseia em considerar a curva $B \times H$ de cada material em conjunto com a coercitividade, condutividade elétrica e uma constante ϕ_{max} que representa o angulo de atraso da histerese.

Enquanto na maioria dos materiais a curva inicial de magnetização e a coercitividade estão disponíveis nos *datasheets*, a condutividade e o angulo de atraso são extremamente raros de serem disponibilizados e além disso não são de simples obtenção por medições.

Sem estes dados não é possível obter resultados confiáveis de perdas no núcleo pelo FEMM, pois não é possível utilizar no programa os parâmetros de Steinmetz e as curvas de densidade de perdas disponíveis nos *datasheets*.

4.3.4 Definição das constantes das fronteiras térmicas

Idealmente nos problemas térmicos é necessário determinar o tipo e os coeficientes das fronteiras de troca de calor. E nisto são encontrados dois problemas, não é possível em um modelo 2D especificar as fronteiras nos três eixos e também não é simples se definir os coeficientes apropriadamente.

Em um indutor toroidal é possível utilizar uma representação da seção radial em oposição ao modelo planar utilizado no problema magnético, isto possibilita representar todas as fronteiras de calor em dois eixos, utilizando valores diferentes de constantes para as partes interna e externa do toroide.

Porém é necessário adaptar a densidade de perdas nos condutores pois na representação radial não é possível representar o espaço entre os fios.

4.3.5 O que se resolve usando modelos 3D?

Ao utilizar um programa com modelo 3D soluciona-se os problemas de curvatura e comprimento dos fios assim como permite a representação adequada das fronteiras de temperatura sem afetar a representação do indutor.

Porém mesmo utilizando modelos 3D e um programa que considere harmônicos e formas de onda não senoidais a falta de dados de materiais e definições das características das fronteiras e do meio são problemas que sempre estarão presentes.

4.4 Utilização do FEMM para problemas magnéticos

Para realizar os cálculos em um problema magnético no FEMM deve-se passar pelos seguintes passos:

- Definição do tipo do problema
- Desenho do modelo
- Definição dos circuitos
- Definição dos materiais
- Criação das fronteiras

4.4.1 Definição do tipo do problema

Nesta etapa especifica-se a frequência do efeito a ser observado, quais as unidades de comprimento utilizadas no programa, a profundidade do problema para o caso de problemas planares e se o problema é planar com profundidade ou radial (*Axisymmetric*).

Em projetos de indutores é necessário representar o problema bidimensional por um plano que é perpendicular aos planos de todas as espiras, pois assim são consideradas todas as correntes envolvidas na geração dos campos. Isto corresponde a utilizar-se a representação planar em núcleos de formato E, U e toroides, enquanto em núcleos de formato *pot cores* utiliza-se a representação radial.

A Figura 4.1 mostra a janela onde são definidos os parâmetros do tipo do problema, onde a área em destaque mostra os parâmetros já mencionados, e o restante são confi-

gurações do *Solver* e seleção de uma solução prévia para se utilizar como condição inicial no problema.

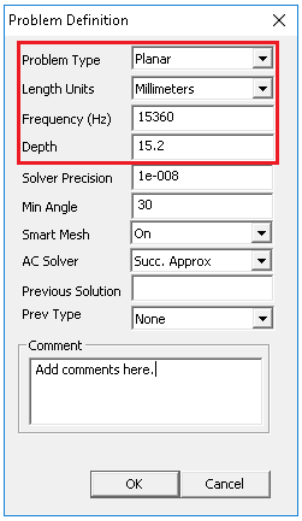

Figura 4.1 – Janela de definição do problema no FEMM

4.4.2 Desenho do modelo

A Figura 4.2 mostra na área destacada as ferramentas disponíveis para se criar o modelo do problema no FEMM:

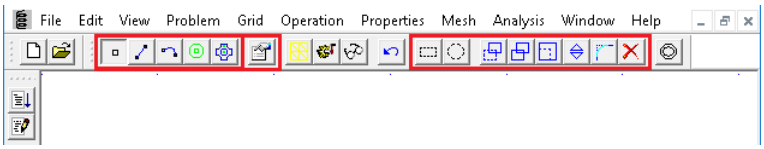

Figura 4.2 – Ferramentas para desenho do modelo no FEMM

Em ordem as ferramentas são:

- *Operate on nodes*:

  Cria e seleciona pontos(nós) no modelo.
- *Operate on segments*:

  Cria e seleciona segmentos retos entre dois pontos.
- *Operate on arc segments*:

  Cria e seleciona segmentos em arco entre dois pontos.

- *Operate on block labels*:

  Cria e seleciona um *label* para identificação e configuração das propriedades de um bloco.
- *operate on group objects*:

  Seleciona qualquer tipo de entidade.
- *Open properties of selected entities*:

  Abre a janela de propriedades da(s) entidade(s) selecionada(s).
- *Select a retangular region*:

  Seleciona todas as entidades da operação selecionada em uma região retangular criada pelo mouse.
- *Select a circular region*:

  Seleciona toas as entidades da operação selecionada em uma regia circular criada pelo mouse.
- *Move/rotate selected objects*:

  Move ou rotaciona todas as entidades selecionadas igualmente.
- *Copy selected objects*:

  Cria copias em padrões definidos espaçados igualmente de todas as entidades selecionadas.
- *Scale selected objects*:

  Altera as dimensões e posições das entidades selecionadas para mudar suas proporções.
- *Mirror selected objects*:

  Espelha as entidades selecionadas em torno de uma linha de simetria
- *Convert a sharp corner into a radius*:

  Arredonda um canto utilizando um raio definido.
- *Delete selected objects*:

  Deleta as entidades selecionadas.

Não é sempre necessário utilizar o desenho completo de um problema, em casos simétricos é possível utilizar a representação de metade ou um quarto do problema, multiplicando os resultados necessários de acordo com a proporção utilizada na representação do problema. Por exemplo em núcleos toroidais é possível se representar somente um quarto da circunferência, como na Figura 4.3, enquanto em núcleos *pot*, E e U pode-se utilizar a representação de metade do problema.

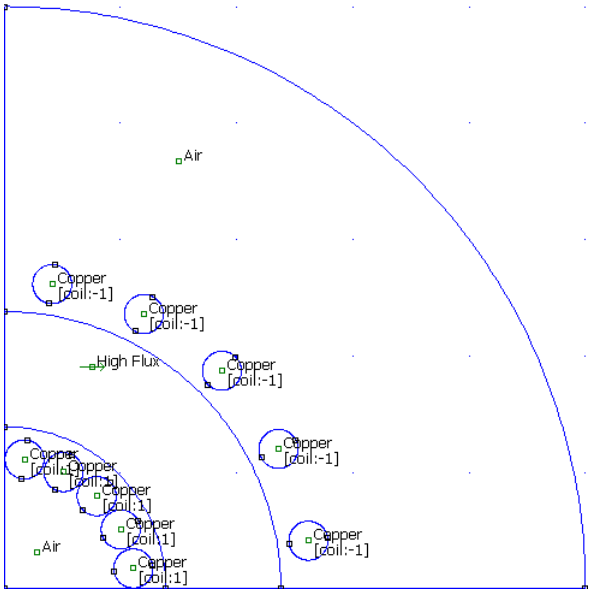

Figura 4.3 – Modelo de um toróide N=20 com representação em um quarto

Esta simplificação reduz significativamente o tempo necessário para os cálculos, que em problemas mais complexos podem chegar a algumas horas assim como reduz o trabalho para desenhar o modelo.

4.4.3 Definição dos circuitos

Os circuitos são definidos em duas etapas, primeiro criando cada circuito no menu *Properties/Circuits*, referente às duas janelas à esquerda na Figura 4.4, e em seguida associando cada circuito aos seus respectivos blocos através das propriedades dos *Block Labels*, na região destacada da janela à direita na Figura 4.4.

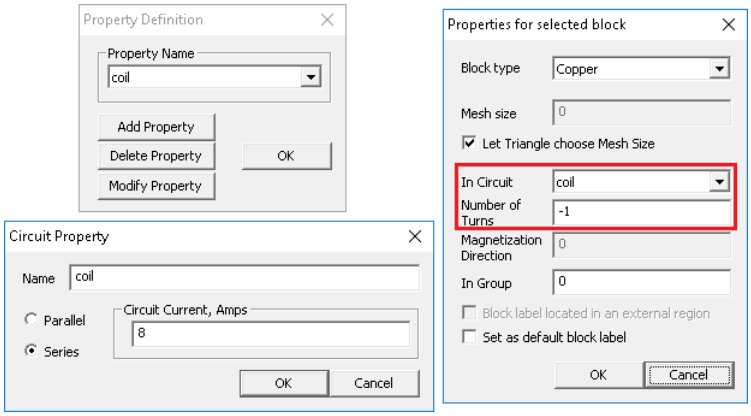

Figura 4.4 – Janelas de configuração dos circuitos no FEMM

Os circuitos podem ser em série ou paralelo, no circuito série definimos o número de espiras em cada bloco onde a direção da corrente pode ser definida utilizando um número negativo para o número de espiras, sendo possível definir todo um enrolamento com um único circuito. No circuito paralelo a corrente definida se divide na área total de todos os blocos que estão no mesmo circuito, sendo extremamente útil para avaliar o comportamento da corrente em enrolamentos com múltiplos fios em paralelo, como o mostrado na Figura 4.5, no entanto não é possível utilizar um único circuito para todo o enrolamento, sendo necessário dois circuitos por espira.

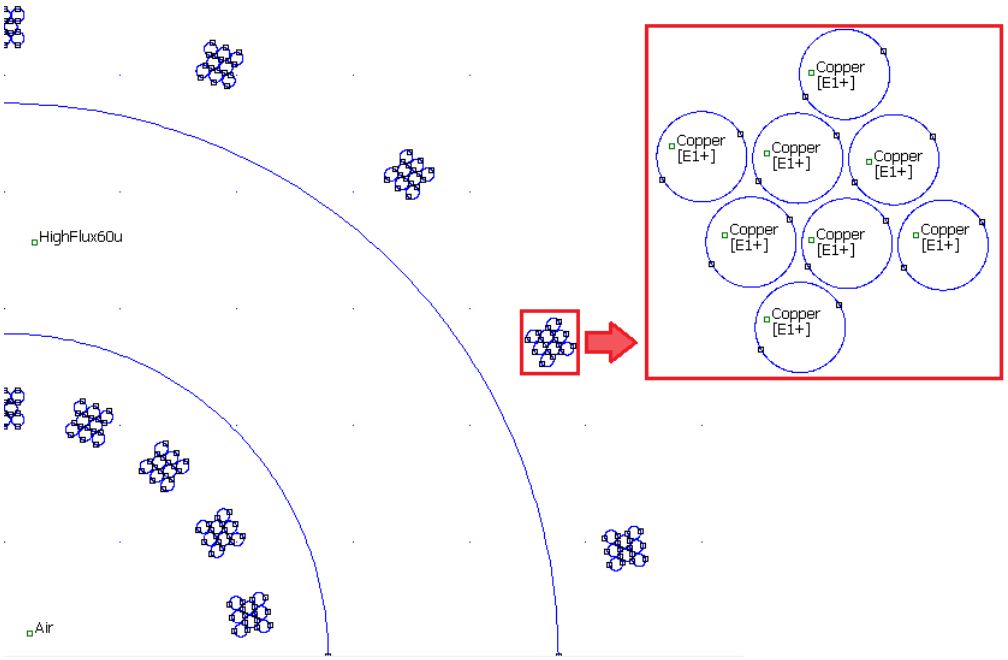

Figura 4.5 – Modelo utilizado para avaliação da corrente em espiras de múltiplos fios em paralelo no FEMM

É possível utilizar circuitos série para representar problemas com espiras de múltiplos fios ao se utilizar os materiais adequados para os condutores. O FEMM disponibiliza materiais para fios de cobre esmaltados de diferentes dimensões específicos para aplicações de materiais magnéticos como indutores e transformadores. Utilizando estes materiais o FEMM considera que estão sendo utilizados fios em paralelo do material selecionado, porém esta simplificação implica em perder a informação de densidade de corrente em cada espira, considerando ainda que o FEMM não é capaz de considerar o trançamento dos fios o resultado de densidade de corrente se torna menos exato sendo assim mais interessante para projeto de indutores e transformadores o uso de circuitos em série com o material adequado.

4.4.4 Definição dos materiais

Materiais podem ser selecionados na biblioteca pelo menu *Properties/Materials Library* podendo se alterar suas propriedades ou criar novos materiais no menu *Properties/Materials*. A Figura 4.6 mostra a janelas de propriedades do material no FEMM.

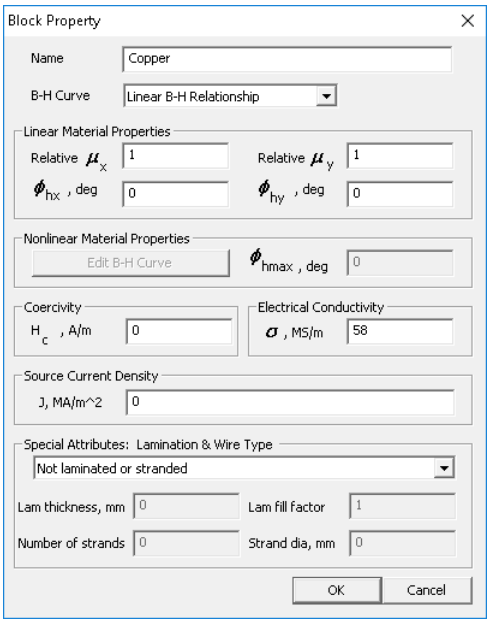

Figura 4.6 – Janela de configuração da propriedades dos materiais

Nesta janela se pode definir, de cima para baixo: O nome do material; O tipo de curva $B \times H$, se é linear ou não-linear; As propriedades do material linear, definindo as permeabilidades μ_x, μ_y e os ângulos de atraso da histerese ϕ_x, ϕ_y em cada direção, estes ângulos são valores entre 0° e 20° e são dificilmente informados pelos fabricantes dos núcleos; As propriedades do material não-linear, definindo os pontos da curva $B \times H$, sendo necessário utilizar pontos de H elevados obtidos por extrapolação da curva $B \times H$ para que seja possível realizar os cálculos. E também o angulo ϕ_{max} que representa o atraso máximo da curva de histerese que deve ocorrer no momento onde μ também é máximo; A coercitividade; A condutividade elétrica; A geração de densidade de corrente no material; Os atributos especiais como as características de laminação e o tipo de fio, se flexível, esmaltado, quadrado, Litz, ou CCAW (*copper-clad aluminium wire*), onde é possível definir o número de fios em paralelo para os fios flexiveis e de Litz, que pode ser usado para representar espiras com múltiplos fios em paralelo de forma mais apropriada;

4.4.5 Criação das fronteiras

É necessário criar as fronteiras para a solução do problema, elas podem ser abertas, se utilizando o menu *Properties/Boundary*, existem diversas opções de fronteira disponíveis, porém a mais utilizada para simular problemas de fronteira aberta utilizando o método de elementos finitos é definir o vetor potencial como Zero ao longo da fronteira em uma distancia suficiente para não afetar significativamente os campos envolvidos no problema, para isso deve ser selecionado a opção *"Prescribed A"* com todas as constantes iguais a zero, que define o vetor potencial nulo ao longo do contorno. A fronteira criada deve ser associada aos arcos e segmentos que irão limitar o problema simulado utilizando a propriedade dos respectivos arcos e segmentos.

4.4.6 Processo de execução do problema

Realizadas as etapas anteriores é possível então iniciar a realização dos cálculos, para isso se utilizam as ferramentas em destaque na Figura 4.7, que em ordem são o gerador de *Mesh*, o analisador e o observador de resultados.

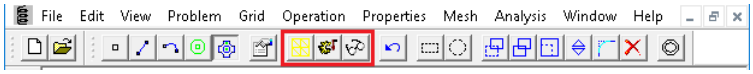

Figura 4.7 – Ferramentas para execução dos cálculos e visualização de resultados no FEMM

Ao se utilizar o gerador de *mesh*, após alguns instantes se obtém um modelo com seus nós e ligações entre eles como mostrado na Figura 4.8.

Em seguida pode-se utilizar o analisador, que ira realizar os cálculos. Esta é a parte mais demorada da execução. Finalizada a analise podemos observar os resultados apara o indutor modelado, no exemplo em questão foi modelado um indutor de $L = 36\mu H$ com núcleo High-Flux fabricado pela Magnetics com $N = 20$ espiras utilizando fios AWG8 considerando uma corrente de amplitude $I = 8A$ na frequência de chaveamento $f = 15360Hz$.

A Figura 4.9 mostra a densidade de fluxo no núcleo, onde observamos que a densidade de fluxo é maior quanto mais próximo do perímetro interno no núcleo. Este fato não é percebido durante o projeto do indutor e pode causar maior saturação e aquecimento em diferentes pontos do núcleo, o mesmo efeito acontece próximo aos vértices em núcleos

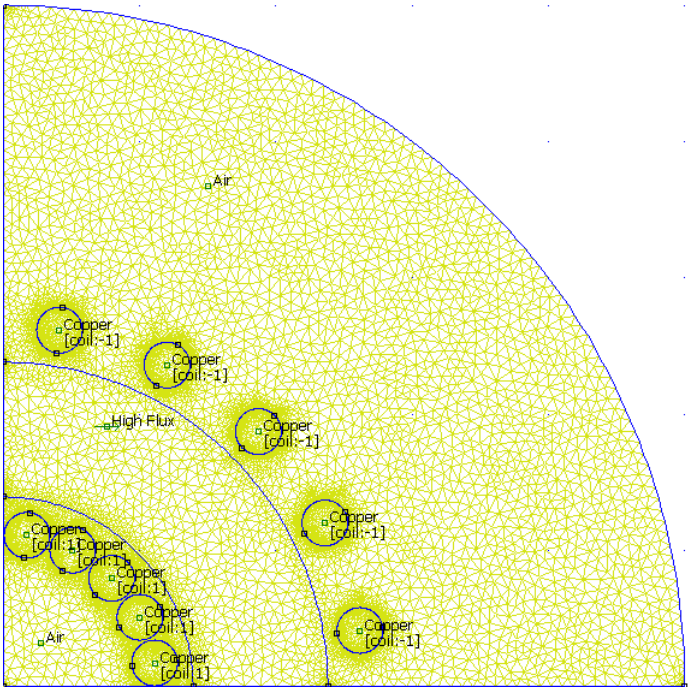

Figura 4.8 – Modelo obtido após se gerar o *mesh* no FEMM

de formato E. Pela metodologia de projeto proposta a densidade de fluxo média calculada para esta situação foi $B = 0.1032T$, comparando com a média obtida pelo FEMM de $B = 0.0993T$ com máximo de 0.131 e mínimo de 0.0751 observamos que são próximos porém o FEMM apresenta maior detalhe .

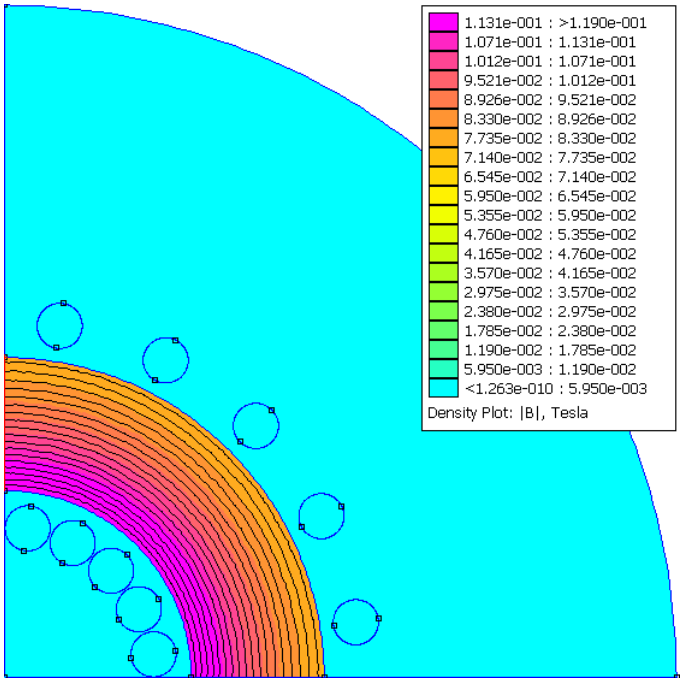

Figura 4.9 – Densidade de fluxo magnético num indutor $L = 36\mu H$ toroidal com $N = 20$ utilizando fios AWG8 obtido pelo FEMM

A Figura 4.10 mostra a intensidade do campo magnético em cada ponto do indutor.

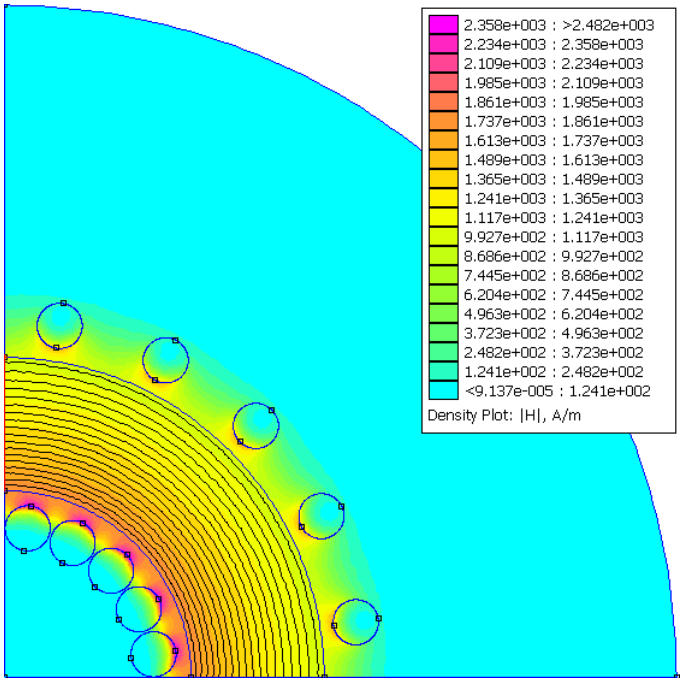

Figura 4.10 – Campo magnético num indutor $L = 36\mu H$ toroidal com $N = 20$ utilizando fios AWG8 obtido pelo FEMM

A Figura 4.11 mostra a densidade de corrente nos condutores. Foi propositalmente utilizado maior diâmetro que o devido para esta frequência para se observar o efeito pelicular no exemplo, onde observamos claramente que a área efetiva de cobre pela qual se passa corrente foi extremamente reduzida pelos efeitos pelicular e de proximidade.

Os resultados do FEMM para o circuito são observados na Figura 4.12 onde os valores queda de tensão, indutância, resistência e potência devem ser multiplicados por 4 para compensar a simplificação de se utilizar um quarto do modelo do indutor. Comparando o valor da indutância final obtida pela metodologia proposta $L_{final} = 37.85\mu H$ com o encontrado pelo FEMM $L_{FEMM} = 40.008\mu H$.

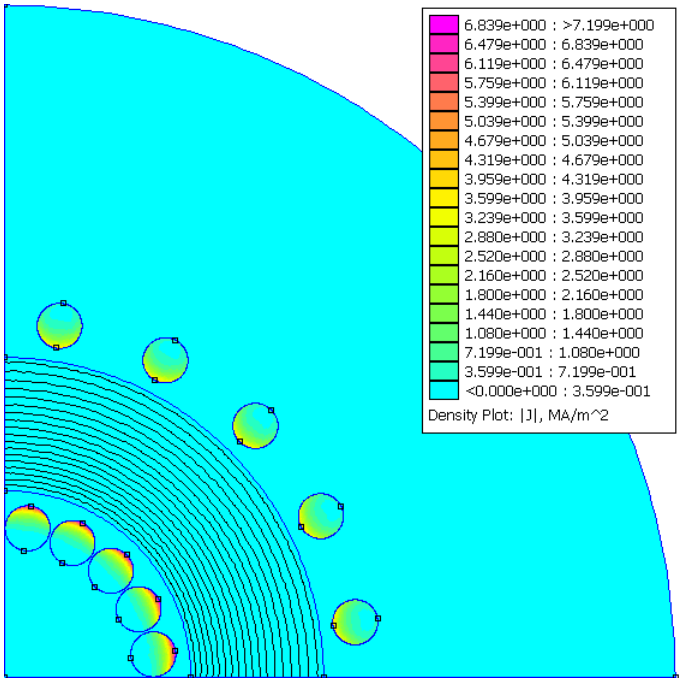

Figura 4.11 – Densidade corrente num indutor $L = 36\mu H$ toroidal com $N = 20$ utilizando fios AWG8 obtido pelo FEMM

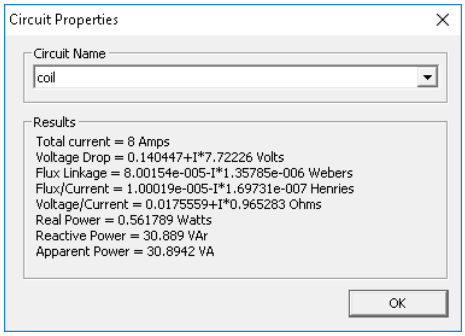

Figura 4.12 – Janela de resultados do circuito no FEMM

4.5 Utilização do FEMM heat flow

Para se criar o estudo de um problema térmico no FEMM as mesmas etapas do problema magnético devem ser seguidas após se criar um novo arquivo de problema térmico:

- Definição do tipo do problema
- Desenho do modelo
- Definição dos condutores
- Definição dos materiais

- Criação das fronteiras

4.5.1 Definição do tipo do problema

Também são definidos aqui as unidade e o tipo da perspectiva problema, se radial ou planar. Para o projeto de indutores é interessante observar a área mais crítica que corresponde à secção transversal paralela às espiras do enrolamento. Desta forma o modelo de um indutor toroidal se torna um problema radial enquanto os núcleos E, U e *pot* são problemas planares.

Também é possível fazer o estudo térmico com o mesmo modelo do problema magnético porém deve-se observar que os blocos de ar colocados no modelo não realizam convecção, as trocas por convecção são feitas somente pelas fronteiras. Devido a isto utilizar o modelo da secção perpendicular às espiras pode levar ao erro na estimação da temperatura, pois os blocos de ar atuam como isolantes térmicos. Ao utilizar o modelo da secção paralela à espira pode-se reduzir ao mínimo ou desprezar o espaço entre a espira e o núcleo, deste modo não ocorrendo erro devido à não convecção, mas ocorrendo o erro devido à maior área de contato entre os materiais.

4.5.2 Desenho do modelo

A Figura 4.13 mostra exemplos dos modelos possíveis de se utilizar para um indutor toroidal.

À esquerda observa-se que é necessário a criação de fronteiras mais próximas aos condutores para se reduzir o problema causado pelos blocos de ar no modelo perpendicular ao plano das espiras. Enquanto à direita, no modelo paralelo ao plano das espiras deve-se observar que o fio da espira é tratado como um bloco sólido em torno do núcleo, que tem maior volume que o real na espira, isto pode ser compensado ajustando a densidade volumétrica de calor gerado no material para se manter a potencia total gerada.

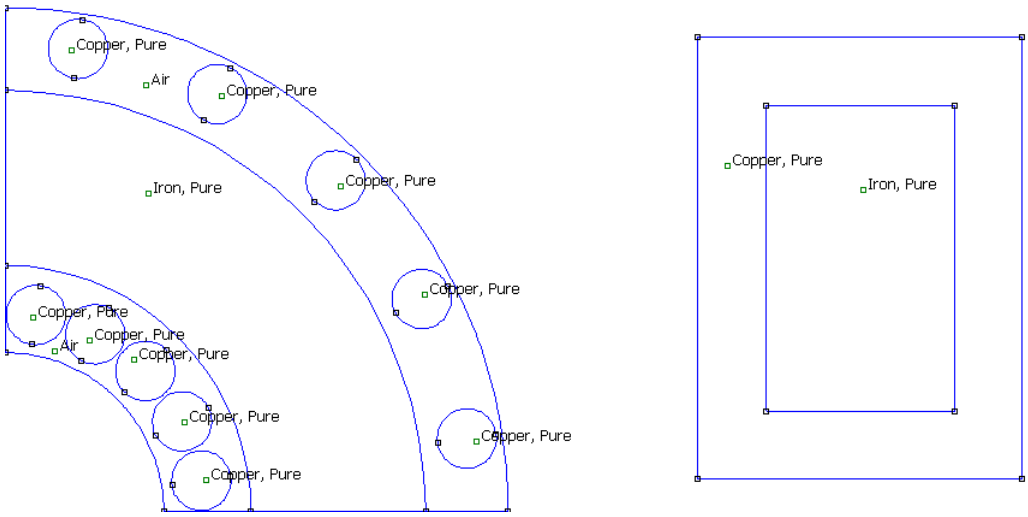

Figura 4.13 – Desenhos dos modelos para problemas térmicos de indutor toroidal no FEMM

4.5.3 Definição dos condutores

Nesta etapa se definem os condutores térmicos por temperatura constante ou pelo fluxo de calor total em watts. Os condutores criados no menu *Properties/Conductors* são aplicados aos arcos e segmentos do modelo.

4.5.4 Definição dos materiais

Nos problemas térmicos as propriedades dos materiais são diferentes das necessárias nos problemas magnéticos. São definidas a condutividade térmica linear ou a curva de condutividade térmica do material, a capacidade volumétrica de calor e também é possível definir a geração de calor volumétrica interna dos materiais, podendo se utilizar o valor de potência obtido pelo problema magnético ou os valores obtidos na metodologia de projeto proposta.

4.5.5 Criação das fronteiras

Nos problemas térmicos as fronteiras podem ser de tipos diferentes dos problemas magnéticos, sendo possível utilizar os seguintes tipos de fronteiras:

- Temperatura fixa

- Fluxo de calor
- Convecção
- Radiação

Para se utilizar a fronteira de troca de calor por convecção deve-se determinar a temperatura da fronteira, para temperatura do ambiente de trabalho do indutor, e o coeficiente de troca de calor por convecção, entre $10W/m^2K$ e $50W/m^2K$ variando com a velocidade do fluxo de ar e pressão atmosférica.

4.5.6 Processo de Execução do problema

A execução e visualização dos resultados nos problemas térmicos é realizada da mesma forma que nos problemas magnéticos.

Na Figura 4.14, utilizando o modelo do corte transversal no plano perpendicular ao plano das espiras, obteve-se uma temperatura no núcleo de aproximadamente $T = 90°\text{C}$, uma elevação de temperatura de $\Delta T = 50°\text{C}$.

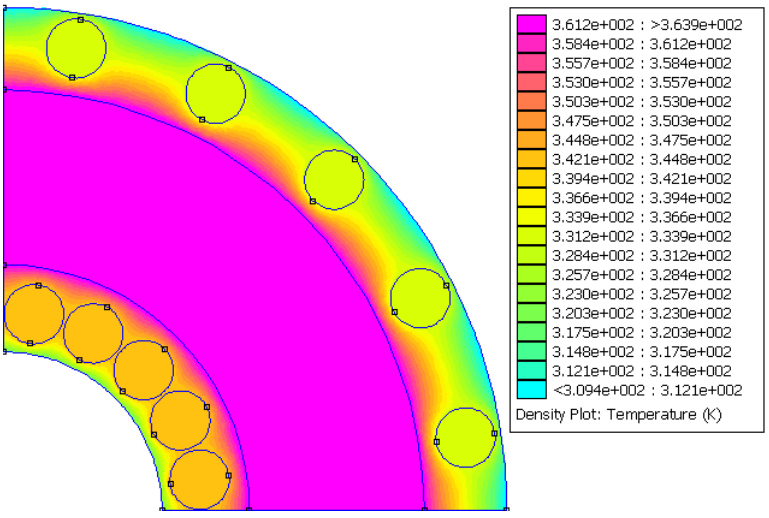

Figura 4.14 – Aplicação do FEMH para estimação da elevação de temperatura

Já no modelo do corte transversal paralelo ao plano das espiras, na Figura 4.15, obteve-se temperaturas de $T = 71°\text{C}$, equivalente à uma elevação de temperatura de $\Delta T = 31°\text{C}$.

Como a Figura 4.14 apresenta erros que aumentam a temperatura resultante e a Figura 4.15 por sua vez apresenta erros que diminuem a temperatura resultante, podemos esperar uma temperatura entre os dois resultados obtidos.

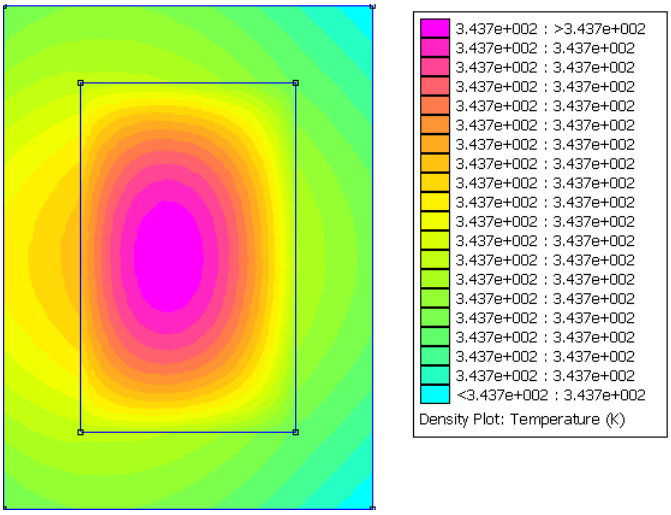

Figura 4.15 – Desenhos dos modelos para problemas térmicos de indutor toroidal no FEMM

4.6 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados métodos para se avaliar os campos eletromagnéticos e a elevação de temperatura em indutores utilizando o método de elementos finitos no FEMM. Foi evidenciado tanto no caso magnético quanto no térmico a grande limitação que se tem ao utilizar modelos 2D para o estudo com elementos finitos. No entanto, os métodos apresentados tentam obter resultados mais próximos utilizando apropriadamente as perspectivas do modelo para considerar a parte mais significativa do modelo e também a utilização de dois modelos térmicos para obter dois limites para o *range* de temperatura esperado.

Ao utilizar o FEMM obtém-se uma estimação de temperatura mais confiável que a equação 3.40 e possibilita observar saturação local nos núcleos. O único custo ao se utilizar o FEMM é o esforço de entender seu funcionamento, o que faz com que mesmo com poucos resultados sua utilização valha o investimento.

Capítulo 5

Modelo de Indutância não Linear

Neste capítulo será apresentado um modelo de indutância não linear que utilizando os dados de projeto do indutor permite a observação do efeito de saturação durante simulações. Para isto é utilizado a curva $B \times H$ do material e as equações para obter B à partir da corrente e H à partir da tensão. São comparadas a simulação de indutâncias de mesmo valor nominal quando em condições de não saturação em diferentes condições de saturação em um conversor Buck e em um inversor.

Tipicamente indutâncias são modeladas como fontes de corrente controladas pela tensão em seus terminais de forma que:

$$\frac{\mathrm{d}I(t)}{\mathrm{d}t} = \frac{V(t)}{L} \tag{5.1}$$

O que vale para um indutor ideal, porém, ao se adicionar não idealidades a indutância L não é mais constante, devido aos efeitos que alteram a permeabilidade magnética do material. Termos resistivos e capacitivos parasitas também devem ser adicionados para representar a queda de tensão nos enrolamentos devido à resitividade dos condutores e a dispersão de corrente para o núcleo e outras camadas pelas capacitâncias parasitas.

Para a criação de um modelo adequado de indutância não ideal deve-se primeiramente utilizar um dos modelos equivalentes de indutância, que separa os efeitos parasitas em componentes ideais. Porém alguns efeitos não são descritos facilmente por componentes ideais, como a saturação e outros efeitos de redução de permeabilidade, sendo necessário a criação de uma descrição do efeito além do circuito equivalente.

Os circuitos equivalentes na Figura 5.1 , descritos em (BARTOLI; REATTI; KAZIMIERCZUK, 1994), apresentam diferentes níveis de complexidade e devem ser utilizados com o nível de precisão requerido no problema estudado.

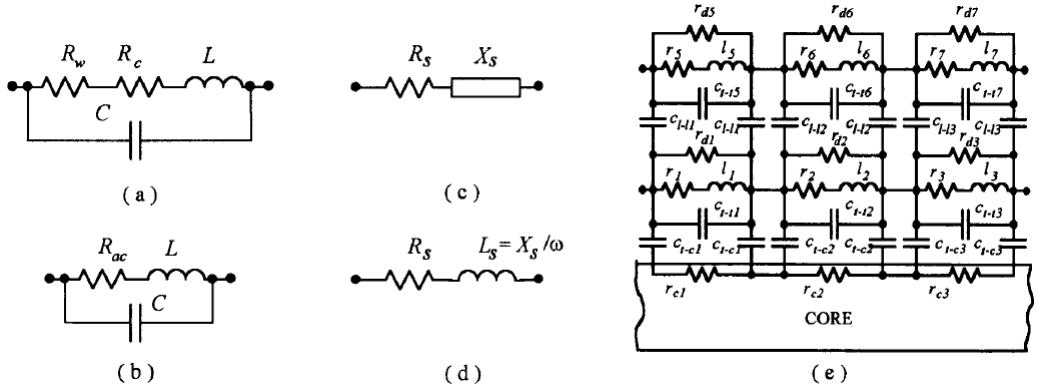

Figura 5.1 – Circuitos equivalentes de um indutor:

(a)Circuito equivalente de parâmetros concentrados,
(b)Circuito equivalente simplificado de parâmetros concentrados,
(c)Circuito equivalente série,
(d)Circuito equivalente série simplificado utilizado por medidores LCR,
(e) Modelo de parâmetros distribuídos.

Em que L é a indutância , R_w é a resistência do cobre, R_c a resistência do núcleo, $R_{c.a.}$ a resistência parasita c.a. total, C a capacitância paralela total, R_s e X_s são as partes reis e imaginárias da impedância Z_s respectivamente. E no modelo de parâmetros distribuídos l_j é a indutância de uma espira, r_j é a resistência do condutor da espira, R_{cj} é a resistência da seção do núcleo, R_{dj} é a resistência do dielétrico do isolante espira, c_{t-tj} é a capacitância entre espiras, c_{t-cj} é a capacitância entre espira e núcleo, c_{l-lj} é a capacitância entre camadas.

A impedância dos circuitos (a) e (b) é dada por:

$$Z_s = \frac{R_{c.a.} + j\omega L(1 - \omega^2 LC - \frac{CR_{c.a.}^2}{L})}{(1 - \omega^2 LC)^2 + \omega^2 C^2 R_{c.a.}^2} = R_s + jX_s = |Z_s|\, e^{j\phi} \tag{5.2}$$

Pode-se obter a capacitância, desde que $CR_{c.a.}^2/L << 1$, obtendo a frequência de auto-ressonância $f_r = \omega_r/2\pi$, quando $X_s = 0$ por:

$$C = \frac{1}{\omega_r^2 L} = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 L} \tag{5.3}$$

Todos os efeitos observados na secção 2.2 podem ser considerados na criação de um modelo mais fiel da indutância, porém a consideração da curva de saturação se torna

mais importante, visto que a saturação pode levar à um aumento significativo de corrente. Enquanto os outro efeitos alteram o valor de indutância de maneira mais sutil, podendo ser simplificados por constantes em muitos casos.

Para poder observar os efeitos da saturação em malhas de controle, e evitar problemas devido à saturação após montagem do indutor, um modelo de indutância não linear que contenha a curva de magnetização pode ser utilizado.

O efeito resistivo do enrolamento é facilmente representado com um resistor, de valor igual à resistência total do enrolamento, em série com a fonte de corrente do modelo do indutor.

Utilizando a lei de Faraday em uma bobina se encontra a relação entre o fluxo magnético gerado e a diferença de potencial nos terminais da bobina:

$$V(t) = N\frac{\mathrm{d}\Phi(t)}{\mathrm{d}t} \;\; ou \;\; \Phi(t) = \frac{1}{N}\int V(t)\mathrm{d}t \tag{5.4}$$

De que diretamente se obtém a densidade de fluxo magnético $B(t)$:

$$B(t) = \frac{\Phi(t)}{Ae} \tag{5.5}$$

Neste ponto é necessário utilizar a curva $B \times H$ para obter $H(t)$, podendo ser implementada por equações ou uma *Look-up-table*. O caráter não linear da curva e a necessidade da representação em uma longa faixa de campo magnético torna o uso de equações para representação da curva $B \times H$ complicado. Por sua vez o uso da tabela é de fácil implementação.

Obtido o valor de $H(t)$ o valor da corrente i(t) pode ser obtido por:

$$H(t) = N\frac{i(t)}{le} \;\; ou \;\; i(t) = H(t)\frac{le}{N} \tag{5.6}$$

Ao analisar a parte não resistiva da indutância resultante deste modelo obtem-se:

$$L = \frac{N^2\, Ae\, \mu(t)}{le} \tag{5.7}$$

O que é idêntico à uma indutância ideal porém agora o valor da permeabilidade não é mais constante, podendo representar saturação e variações de permeabilidade no tempo.

A Figura 5.2 mostra o diagrama do modelo de indutor saturável implementado no Simulink/MatLab.

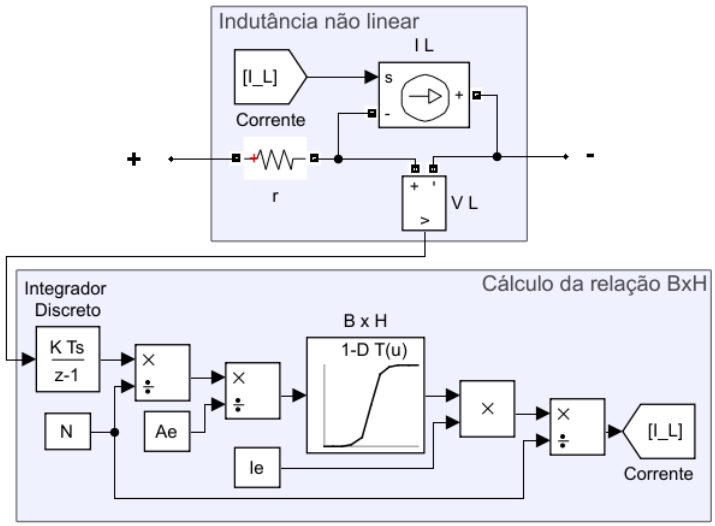

Figura 5.2 – Modelo de indutância saturável para simulação

A curva $B \times H$ utilizada para criar a tabela deve conter a parte negativa da curva de magnetização, que não é sempre fornecida pelos fabricantes, e também pontos de elevado campo magnético, para que seja possível a simulação de situações de saturação.

Quanto melhor for a representação da curva $B \times H$ mais fiel será a simulação. Porém é complexa a representação da curva de histerese e principalmente as curvas de histerese estão raramente disponíveis, o que tornaria necessário levantamento destas curvas.

Para obter as curvas de histerese são necessários sensores de corrente sem atraso e imunes à interferência eletromagnética na faixa de frequência utilizada. Este processo pode ser evitado simplificando o modelo para utilizar somente a magnetização inicial, possibilitando a obtenção mais direta do modelo à partir dos catálogos de materiais.

Ao abrir mão da curva de histerese, por consequência, também se abre mão da estimativa de perdas pela curva $B \times H$ que corresponde à área compreendida pela curva $B \times H$ ao longo da operação cuja densidade de energia por volume pode ser encontrada por $W = \oint HdB$ (FIORILLO et al., 2016). Este processo será explorado adiante no texto como um método de medição de perdas no núcleo.

Este princípio também pode ser aplicado para estimação de perdas durante operação do indutor em um conversor, porém o processo é ainda mais complicado que o levantamento da curva de histerese devido às elevadas derivadas de tensão durante o chaveamento que geram ruido significativo.

Para demonstrar a saturação do indutor foi necessário simular situações em que não seria possível construir um indutor que operasse de maneira segura utilizando os núcleos

disponíveis no laboratório, sendo necessários preenchimentos maiores que 100%, utilizar fios que não suportariam o aquecimento ou utilizar níveis de corrente ou frequência que não são adequados para a operação do conversor. Devido a isto não serão feitos experimentos para comparação com os resultados de simulação.

O indutor utilizado foi o mesmo em todas as simulações, projetado para um valor de $121\mu H$ quando sem saturação, valor utilizado para a comparação utilizando um modelo ideal de indutância. Para o núcleo foram utilizadas as características do modelo 78090 fabricado pela MAGNETICS, em que o material do núcleo é o *High-Flux* com $A_e = 134cm^2$ e $l_e = 11.6cm$ utilizando $N = 38$ espiras.

Duas condições foram simuladas para testar o modelo criado utilizando o diagrama da Figura 5.3. O primeiro cenário é aplicar uma tensão quadrada $\pm 200V$ com *duty cycle* $D = 0.5$, diferentes frequências de chaveamento, $5KHz$, $10KHz$ e $50KHz$ com carga linear constante. E o segundo cenário é a aplicação da tensão esperada em um inversor com referência de tensão senoidal, com frequência de $50KHz$ e carga linear nos valores de 0.5Ω, 3Ω e 6Ω.

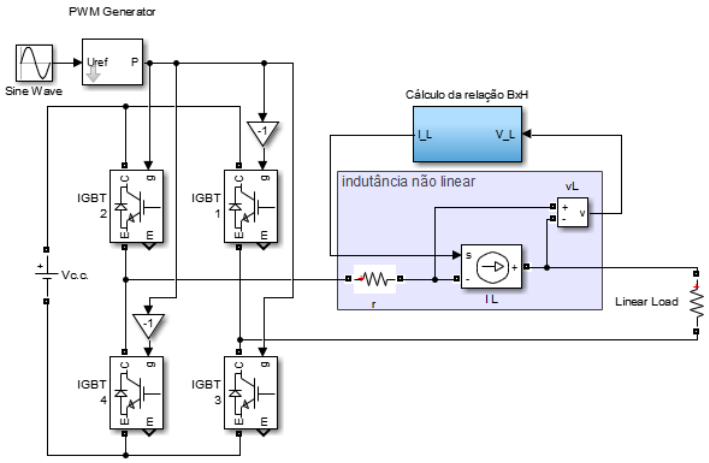

Figura 5.3 – Diagrama utilizado na simulação do modelo de indutância não linear

O primeiro cenário permite perceber claramente o efeito da indutância saturável e a diferença em relação ao modelo ideal. A tensão V_o na saída do conversor é aplicada à um dos terminais do indutor, observada na Figura 5.4 para a frequência de chaveamento $f = 50KHz$:

As Figuras 5.5 à 5.7 comparam a corrente que passa pelo indutor e carga para o indutor ideal e para o modelo criado. Onde na Figura 5.5 ainda não ocorre saturação e é praticamente impossível distinguir os resultados. Já observando a Figura 5.6 o indutor

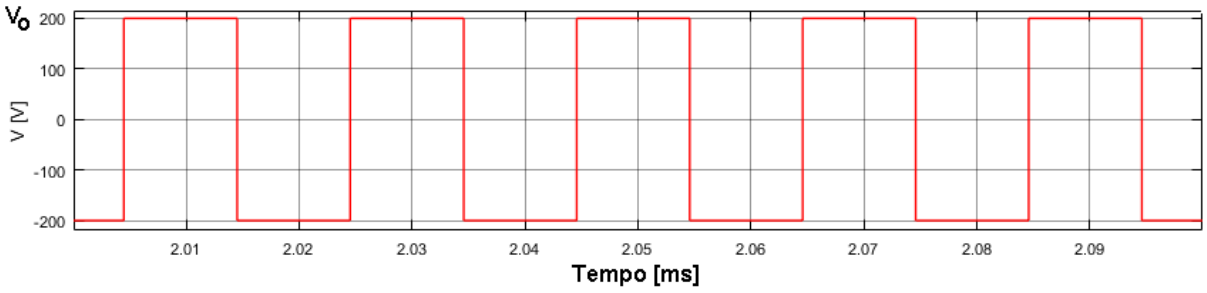

Figura 5.4 – Tensão aplicada ao terminal do indutor em $f = 50KHz$

apresenta picos na corrente onde a saturação ocorre claramente. Na saturação a permeabilidade do material se reduz, reduzindo também a indutância efetiva e a indutância, o que causa o aumento na inclinação da corrente. A Figura 5.7 mostra uma condição onde o indutor chega a níveis elevados de saturação.

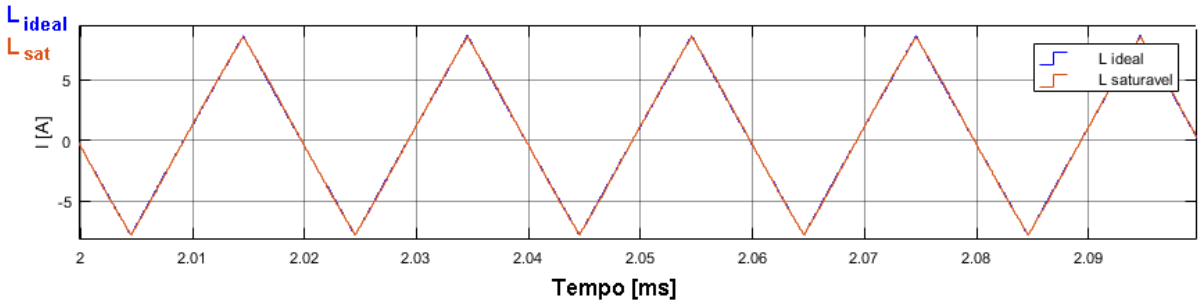

Figura 5.5 – Comparação das correntes com $f = 50KHz$

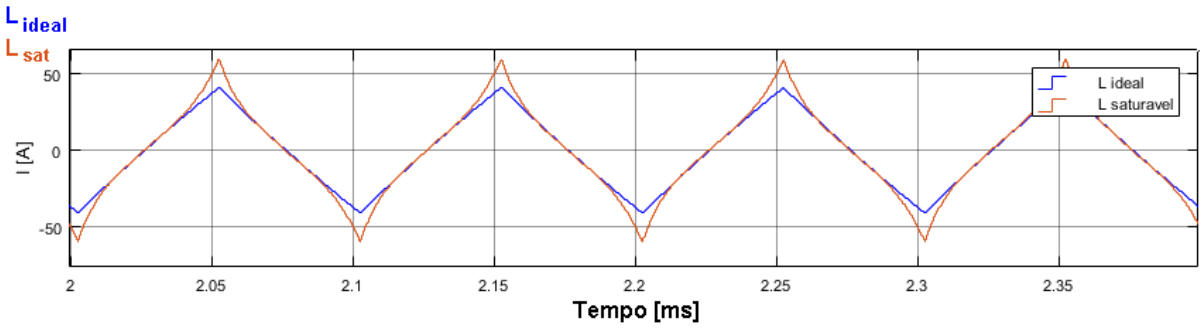

Figura 5.6 – Comparação das correntes com $f = 10KHz$

O segundo cenário mostra o efeito da saturação durante a operação do conversor, que devido ao *duty cycle* variável não é de simples compreensão. Foi utilizada uma tensão de referência senoidal como a mostrada na Figura 5.8 utilizando uma frequência de chaveamento de $f = 50KHz$.

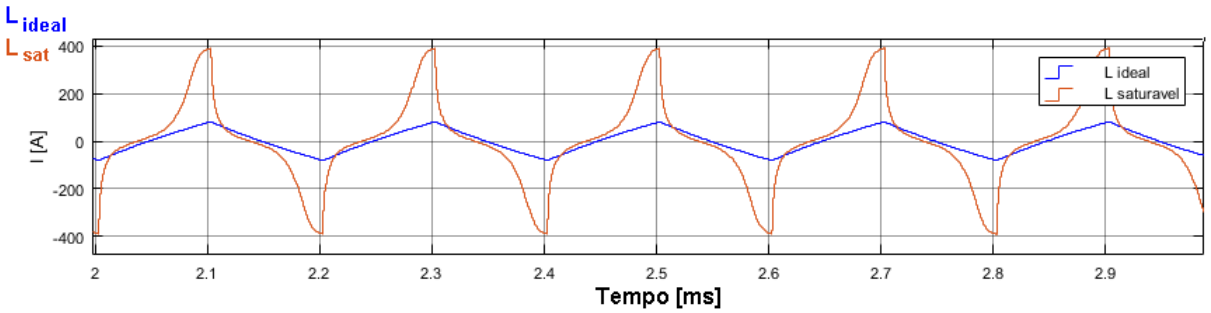

Figura 5.7 – Comparação das correntes com $f = 5KHz$

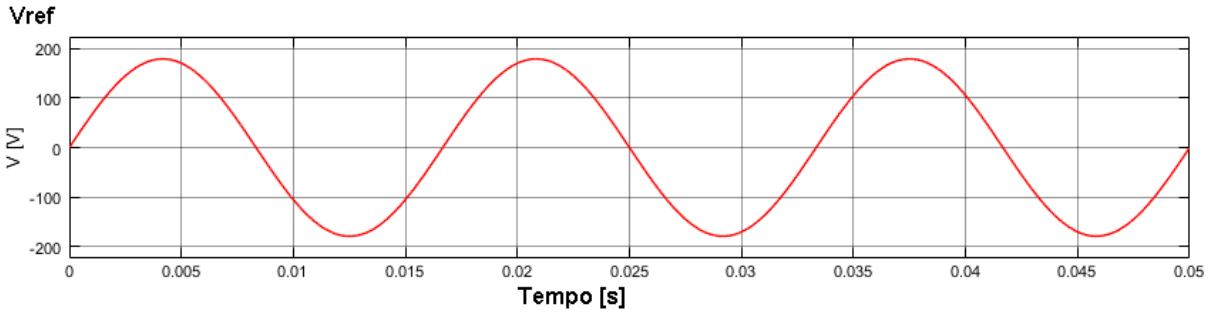

Figura 5.8 – Tensão de referência utilizada na simulação

As Figuras 5.9 à 5.11 mostram as correntes para uma carga de $R = 6\Omega$, equivalente à uma corrente de $I_p = 30A$. Pela Figura 5.9 é difícil perceber a diferença entre os resultados de cada modelo, porém as Figuras 5.10 e 5.11 evidenciam que apesar de próximo de zero não haver diferença evidente, quando próximo ao pico de corrente os resultados já se diferenciam.

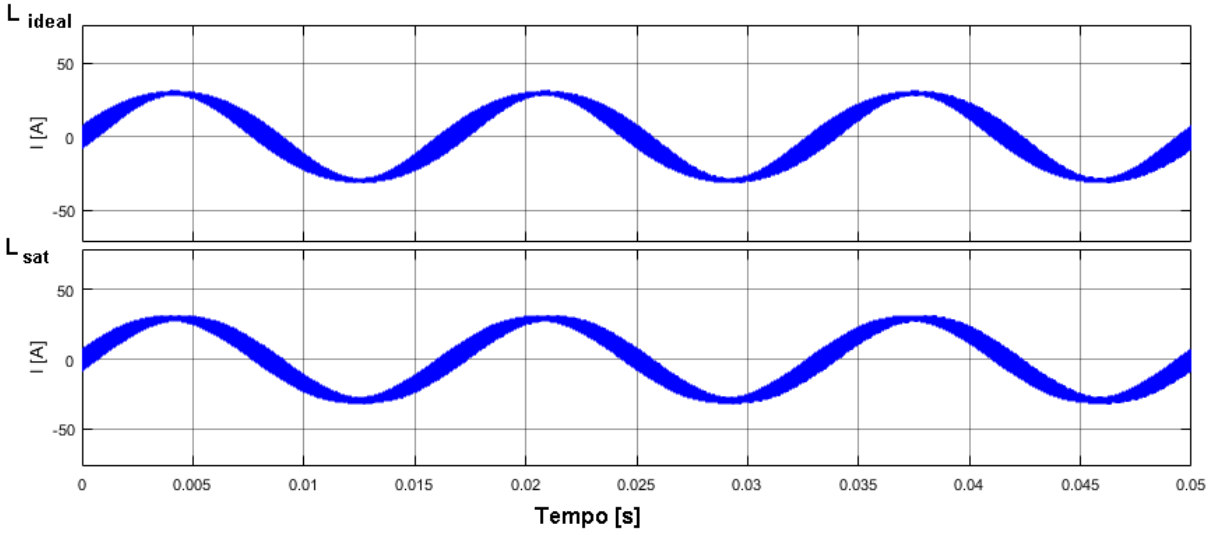

Figura 5.9 – Comparação das correntes no indutor para carga de $R = 6\Omega$

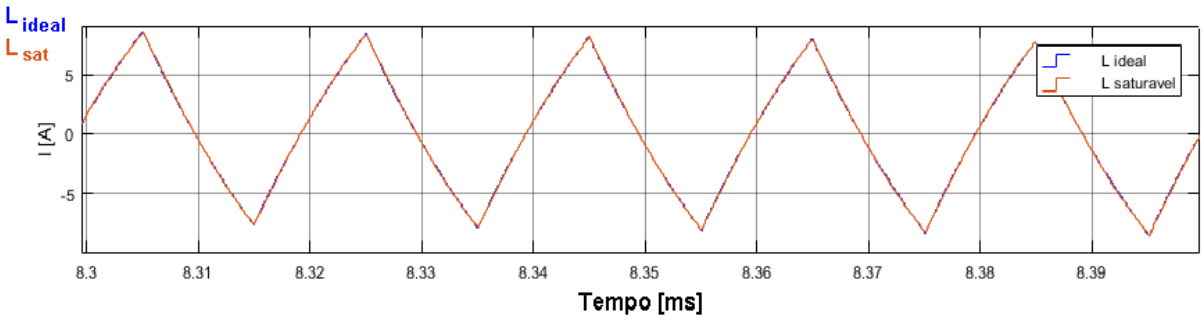

Figura 5.10 – Detalhe das correntes em torno de zero

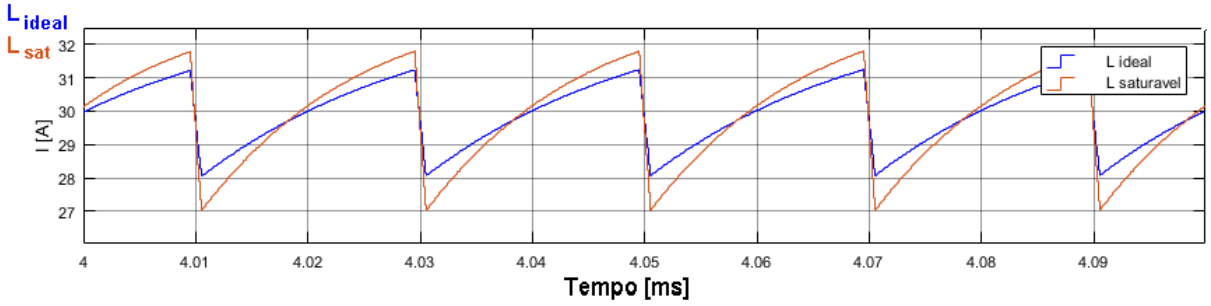

Figura 5.11 – Detalhe das correntes próximo ao pico

Em seguida pode-se observar na Figura 5.12, com $R = 3\Omega$ e $I_p = 60A$, que há uma maior oscilação próximo dos picos, porém sem distorcer significativamente a forma de onda de baixa frequência. A Figura 5.13 mostra, pela inclinação da corrente, que não há

diferença significativa no valor da indutância. Enquanto na Figura 5.14 nota-se a diferença na indutância, que comparando com a Figura 5.11 apresenta uma maior diferença nas inclinações da corrente. O que indica que o modelo reduz o valor da indutância para maiores valores de corrente e campo magnético d.c., como esperado.

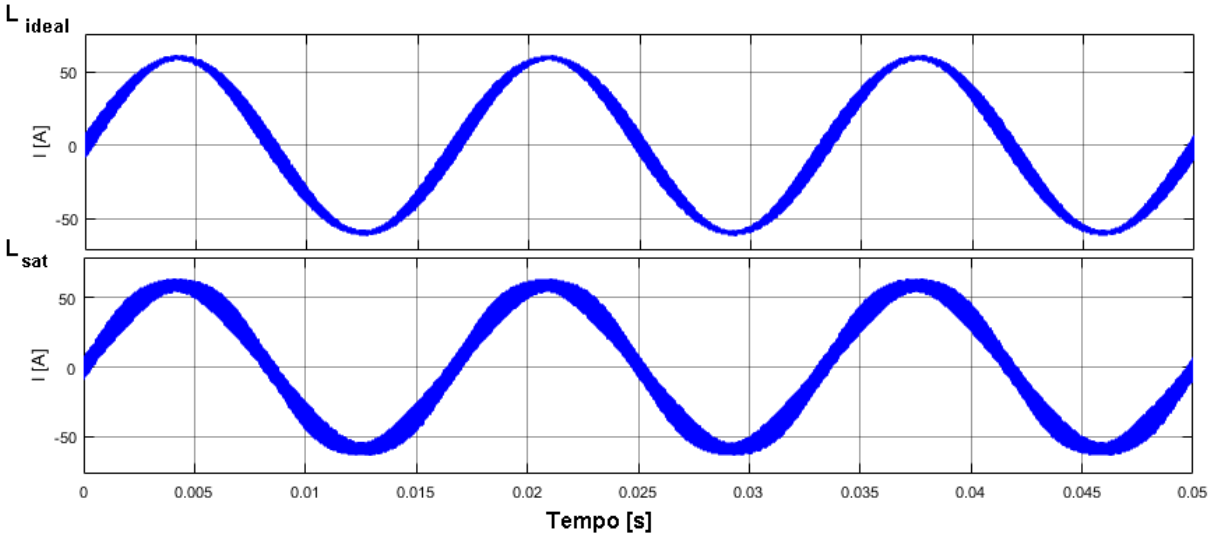

Figura 5.12 – Comparação das correntes no indutor para carga de $R = 3\Omega$

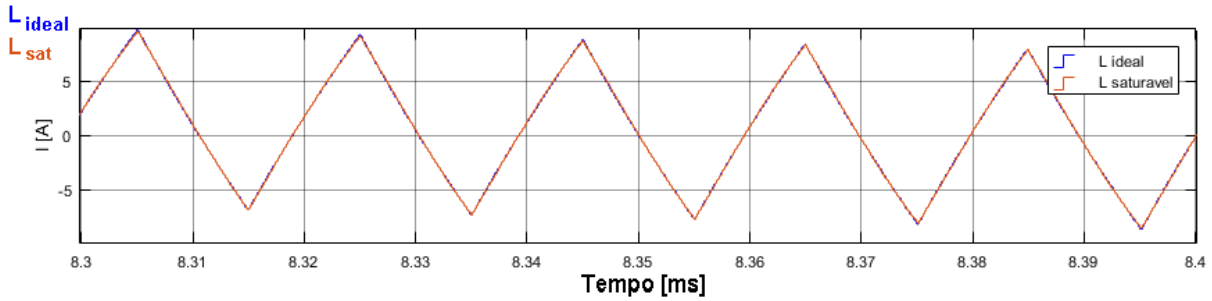

Figura 5.13 – Detalhe das correntes em torno de zero para carga de $R = 3\Omega$

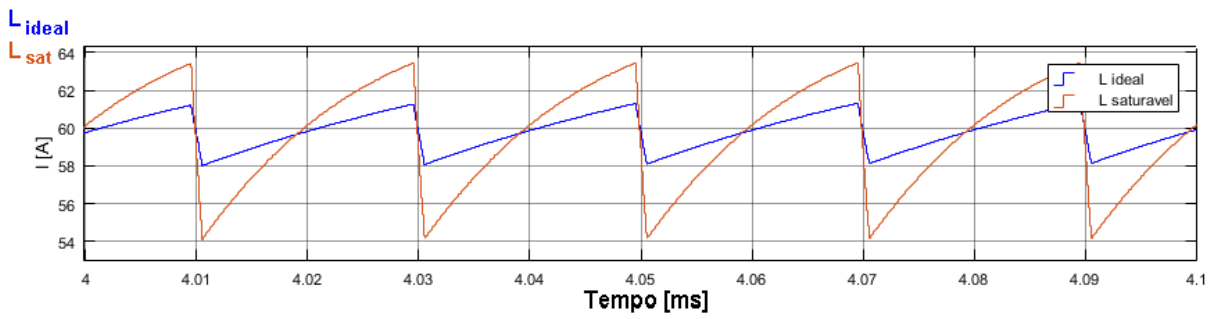

Figura 5.14 – Detalhe das correntes próximo ao pico para carga de $R = 3\Omega$

A Figura 5.15, em que $R = 0.5\Omega$ e $I = 360A$, testa o modelo em uma situação severa de saturação, onde ocorre uma distorção significativa da forma de onda quando comparado ao modelo ideal.

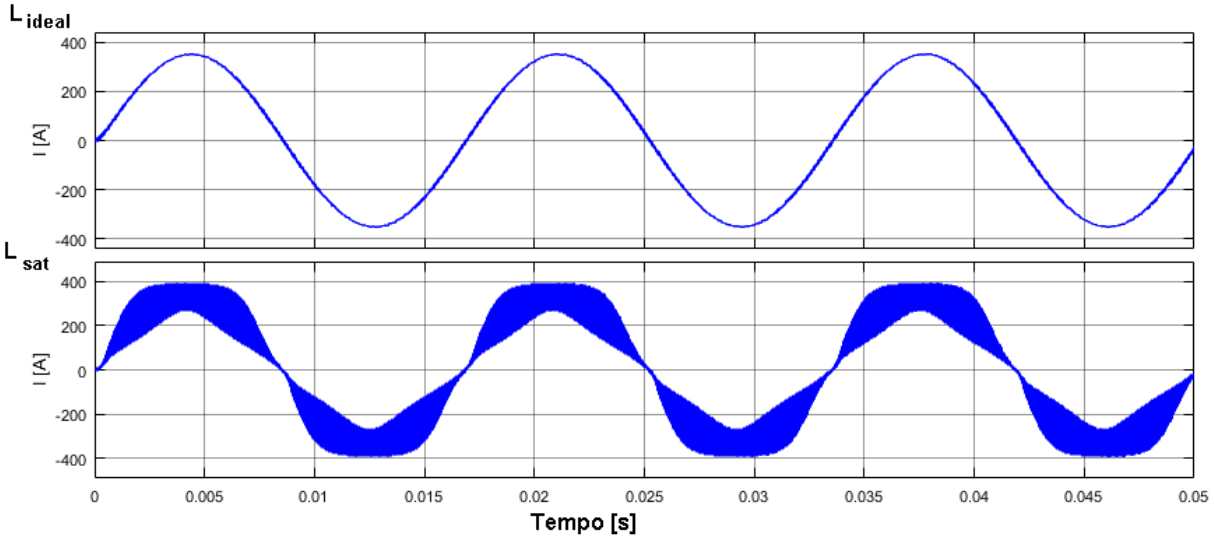

Figura 5.15 – Comparação das correntes no indutor para carga de $R = 0.5\Omega$

A Figura 5.16 mostra ampliada o intervalo onde a corrente cruza o zero, onde pode ser observado uma diferença no nível médio da corrente entre o modelo saturado e o ideal.

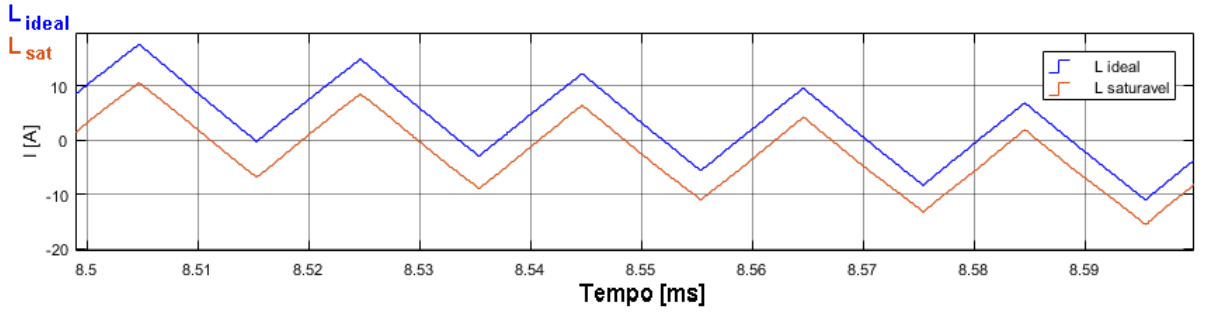

Figura 5.16 – Detalhe das correntes em torno de zero para carga de $R = 0.5\Omega$

Na Figura 5.17 se observa a grande diferença na inclinação das correntes quando no pico da corrente de baixa frequência.

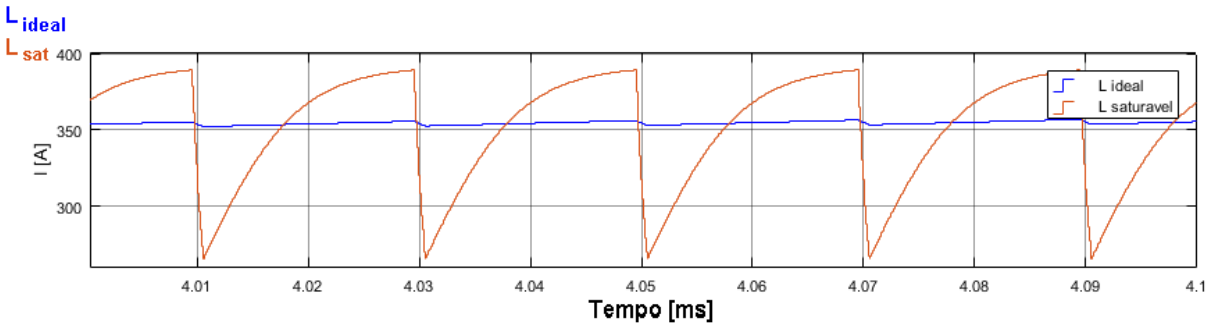

Figura 5.17 – Detalhe das correntes próximo ao pico para carga de $R = 0.5\Omega$

5.1 Conclusões

O capítulo apresentou o modelo de indutância não linear criado e mostrou seu funcionamento em diferentes condições de saturação em dois tipos diferentes de conversores. Porém ainda é possível adicionar os outros efeitos de alteração de permeabilidade ao modelo, incluindo as outras curvas ao modelo e alterando a corrente apropriadamente com a alteração da permeabilidade, sendo necessário somente obter os valores de temperatura, frequência, $B_{c.a.}$, $H_{c.c.}$ que podem ser obtidos ou criados como constantes na simulação.

Capítulo 6

Sistemas de medição de perdas

Uma das maiores dificuldades ao avaliar as perdas em indutores é conseguir identificar separadamente cada componente de perdas. Devido ao comportamento não linear do indutor aplicar separadamente as correntes c.a. e c.c. gera em conjunto perdas diferentes de quando as componentes c.a. e d.c da corrente são aplicadas simultaneamente no indutor. Assim é necessário medir as perdas durante a operação dos conversores e se utilizar diferentes formas para medir as diferentes componentes de perdas simultaneamente.

É possível medir separadamente as perdas totais, no cobre e no núcleo porém com algumas limitações. As perdas totais podem ser medidas através de um calorímetro, a medição de perdas no cobre apresenta dificuldades na medição da corrente e a medição de perdas no núcleo somente mede perdas por histerese, não sendo possível observar as correntes de Foucault que em alguns materiais é significativa.

6.0.1 Medição de Perdas Totais: Calorímetro

Um calorímetro desenvolvido com o proposito de medição de perdas em conversores chaveados e seus componentes foi utilizado para obter os resultados de perdas totais. Seu diagrama é apresentado na Figura 6.1 e tem seu funcionamento explicado detalhadamente em (SANTANA, 2018), (CHRISTEN et al., 2010) e (SIMPSON; HOPKINS, 2017).

O calorímetro apresenta uma topologia semelhante ao desenvolvido em (CHRISTEN et al., 2010). Possui duas câmaras termicamente isoladas, sendo uma câmara interna, onde é colocado o objeto de teste, e uma câmara externa que tem sua temperatura controlada por cargas resistivas para ser igual à da câmara interna, reduzindo o fluxo de calor pela

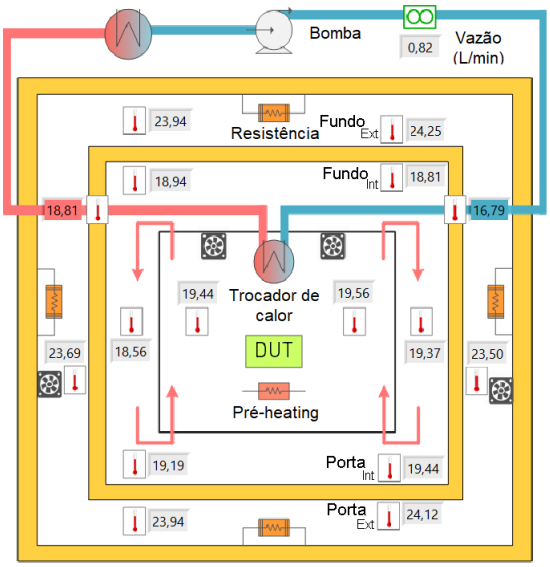

Figura 6.1 – Diagrama do calorímetro em funcionamento sem carga

parede da câmara interna. Sistemas de ventilação estão presentes em ambas as câmaras para homogeneizar a temperatura.

A Figura 6.2 mostra duas fotos do calorímetro, com ambas as câmaras abertas na foto à esquerda e com a câmara interna fechada na foto à direita. As dimensões da câmara externa são $94\text{X}108,5\text{X}100\ mm$, da câmara interna $64\text{X}82,5\text{X}72\ mm$. Dentro da câmara interna pode-se observar uma terceira câmara de dimensões $40,5\text{X}50\text{X}40\ mm$, observada em detalhe na foto à esquerda na Figura 6.5, não termicamente isolada que serve para uniformizar a temperatura e faz com que o dispositivo não toque nas paredes da câmara interna, evitando uma troca de calor por condução do dispositivo para a parede da câmara. As paredes das câmaras tem espessura de $7,5mm$.

Nas fotos à esquerda de ambas as Figuras 6.2 e 6.5 é possível observar os sensores térmicos, os ventiladores, os resistores para controle de temperatura da câmara externa, a carga para pré-aquecimento da câmara interna, os radiadores para troca de calor com a água e os barramentos de alimentação e medição. A Figura 6.3 mostra os sistemas nas câmaras do calorímetro e a Figura 6.4 mostra os sistemas na parte traseira do calorímetro.

A principal troca de temperatura da câmara interna é feita por um sistema térmico fechado de água, que pode ser visto na Figura 6.5, sendo possível atingir um equilíbrio onde toda potência gerada internamente é transferida para água e a temperatura da câmara interna fica constante. O sistema térmico troca calor com a câmara interna e com o

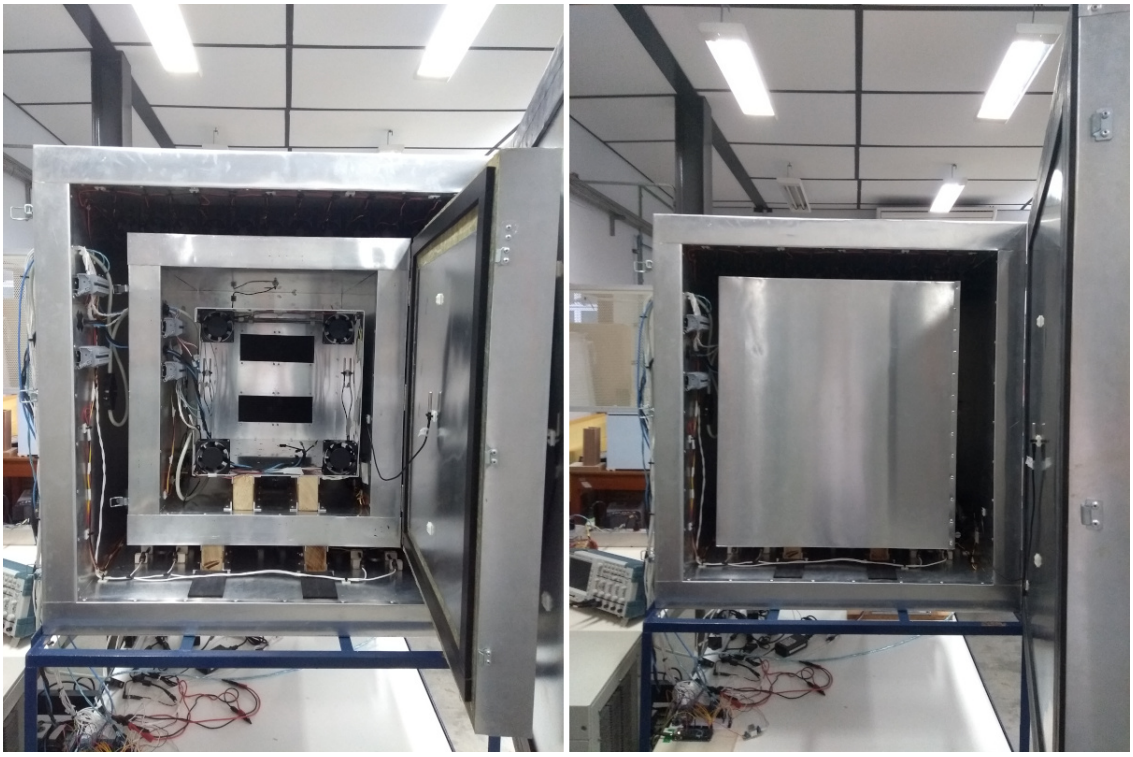

Figura 6.2 – Calorímetro desenvolvido para medição de perdas totais

ambiente por radiadores e também é utilizado um sistema de refrigeração de refrigeradores convencionais para reduzir a temperatura de entrada da água no calorímetro.

A vazão de água é regulada por uma bomba hidráulica controlada por PWM. Porém apesar de ser possível se controlar a vazão na prática é mais interessante se iniciar o sistema com uma vazão mais alta, maior que $10L/min$, para vencer as inercias do sistema, mas assim que vencidas as inercias e estabelecido o fluxo de água reduzir a vazão para um valor constante entre $1L/min$ e $4L/min$. Utilizar um valor constante de vazão é interessante pois devido à dinâmica térmica do sistema do calorímetro como um todo uma alterações transitórias tanto na vazão quanto na temperatura da água levam à alterações transitórias na temperatura da câmara. Isto não afeta a média de potência medida, porém dificulta a identificação da estabilização de temperatura que indica o fim da medição.

Na entrada e saída de água da câmara interna são medidas as temperaturas de entrada T_{in} e saída T_{out} da água e a vazão $\dot{V}$. A equação 6.1 calcula a potência sendo o primeiro termo referente à transferida para a água e o segundo termo sendo o somatório da potência que passa pelas paredes isolantes. Onde c_p é a capacidade térmica da água,

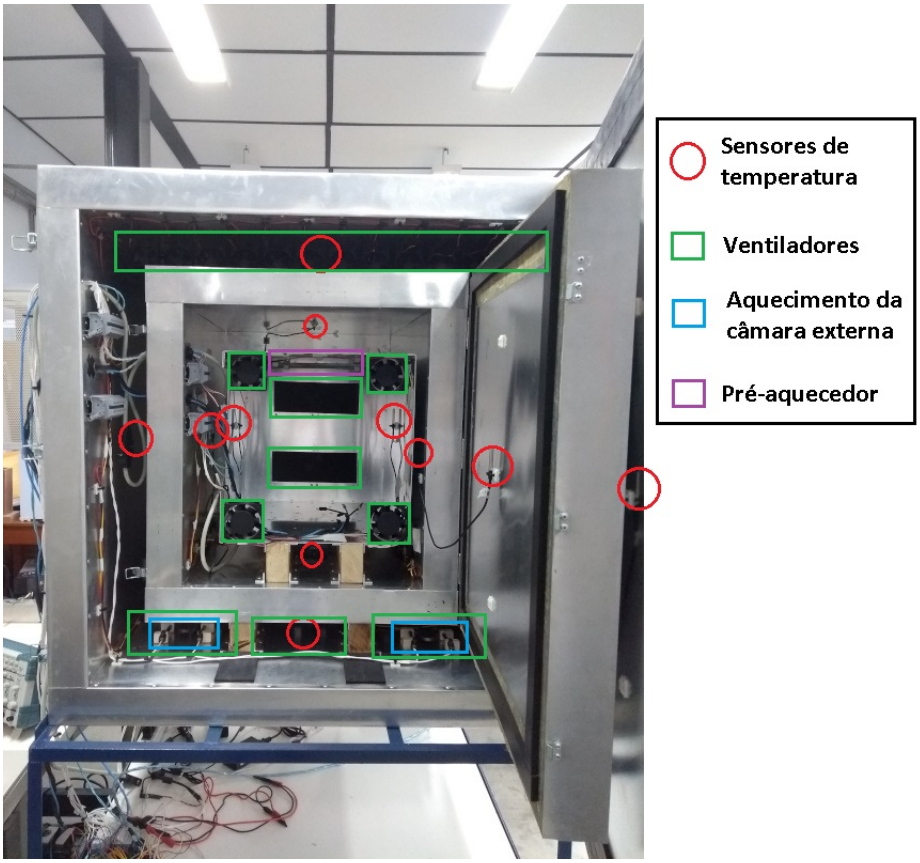

Figura 6.3 – Identificação dos sistemas nas câmaras do calorímetro

ρ_{H_2O} a densidade volumétrica da água, T_{int} e T_{ext} as temperaturas nos lados interno e externo da parede isolante e R_{th} a resistência térmica da parede isolante.

$$P = c_p \, \rho_{H_2O} \, \dot{V} \, (T_{out} - T_{in}) + \sum \frac{T_{int} - T_{ext}}{R_{th}} \tag{6.1}$$

Os sensores de temperatura e vazão foram calibrados individualmente e a potência medida também foi calibrada para retirar o erro causado pelo sistema de ventilação interno das câmaras necessário para homogeneizar a temperatura. Porém oscilações lentas na potência dissipada pelo sistema de ventilação irão causar erro na medição de potência do dispositivo em teste.

O controle da temperatura da câmara externa é feito utilizando dois resistores de $200W$, o que se mostrou suficiente para manter a temperatura igual à da câmara interna ao medir cargas até $1KW$. O método utilizado foi um simples controle on/off com histerese de $\pm 1°$ em torno da temperatura média da câmara interna. Além disso é utilizado uma carga resistiva de $1KW$ na câmara interna para pré aquecer a câmara antes de se realizar as medições.

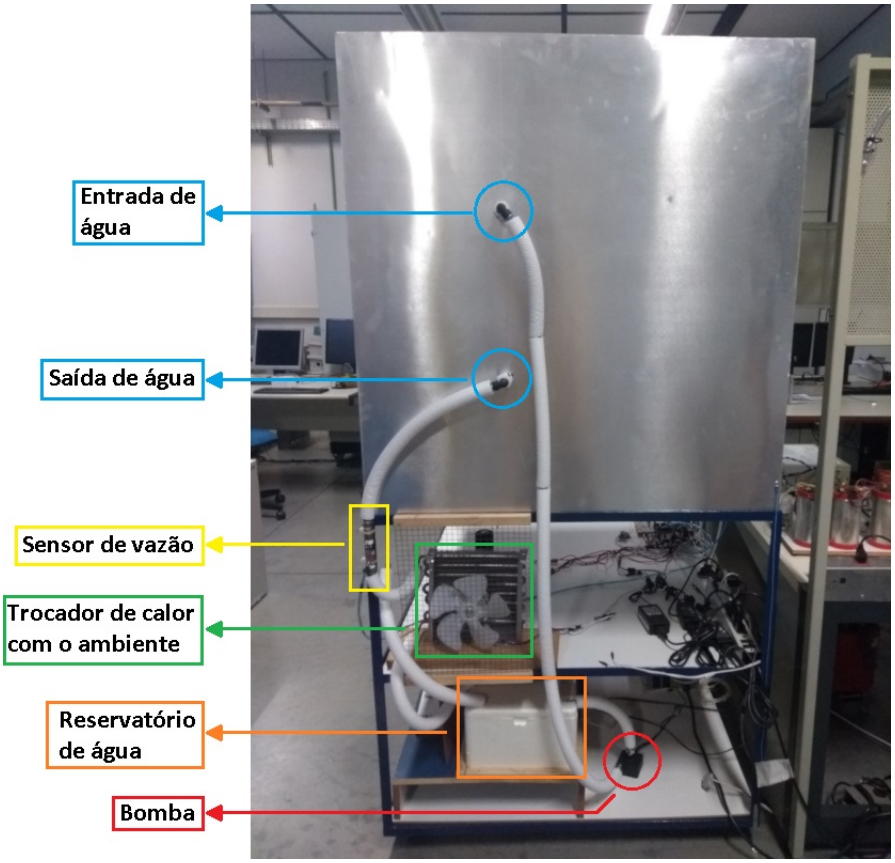

Figura 6.4 – Identificação dos sistemas na parte traseira do calorímetro

6.0.2 Problemas na operação do calorímetro

Diversos problemas foram encontrados durante o período inicial de testes do calorímetro, alguns foram solucionados totalmente outros parcialmente. Os mais significativos foram:

- O ruido nos sinais de medição de temperatura quando em elevadas correntes chaveadas, principalmente em frequências elevadas
- Oscilação da temperatura da água devido à atuação do ar condicionado na temperatura da sala
- Oscilação de potência dissipada pelo sistema de ventilação
- Precisão final para medições em potências da ordem de dezenas de watts

O ruido nos sinais de medição foi reduzido significativamente trocando cabos convencionais por cabos blindados com a blindagem aterrada. Isto é utilizado em conjunto com a filtragem do ruido por um filtro digital de média móvel de 100 pontos para os sensores PT100 que medem a temperatura da água de entrada e saída. E também um filtro

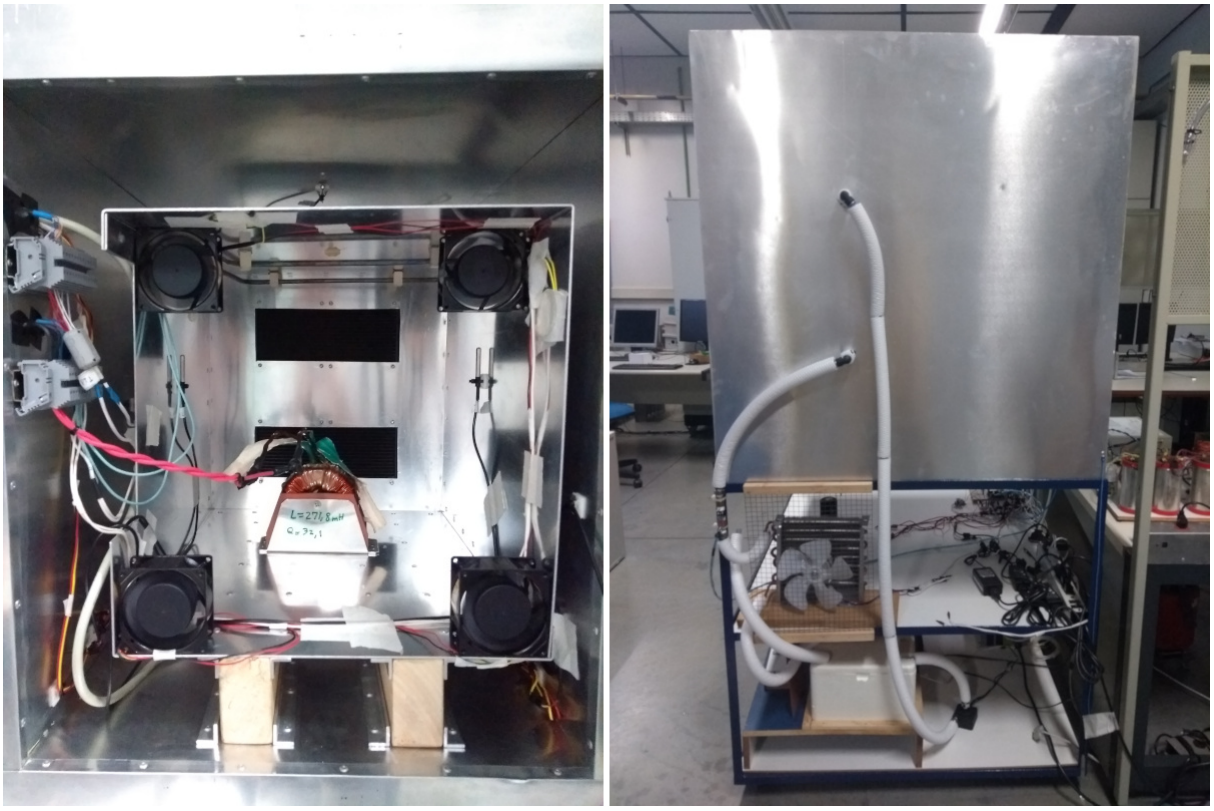

Figura 6.5 – Detalhe da Câmara interna e sistema de refrigeração na parte traseira do calorímetro

para ignorar erro de leitura nos sensores de temperatura DS18B20, cujo ruído causa erro na leitura no sinal série que quando identificado o filtro utiliza a última leitura válida para os cálculos. Finalmente foi utilizado um filtro passa baixas RC simples para o sinal lido do sensor de vazão Omega FTB200 que consiste em uma onda quadrada cuja frequência indica a vazão.

A oscilação de temperatura da água devido à temperatura da sala foi solucionada utilizando isolamento térmico em todos os tubos de água e não utilizando troca de calor direta com o ambiente, mas somente com o sistema de refrigeração convencional.

A medição de potência do calorímetro considera todas as perdas dentro da câmara interna, o que inclui a potência do sistema de ventilação. A princípio tanto a potência de ventilação e nos cabos dentro da câmara interna podem ser compensados na calibração, porém somente os valores constantes podem ser compensados. No total, o sistema de ventilação dissipa $100W$ de potência, sendo alimentado em $220V$, porém a potência dissipada apresentou variações lentas chegando a $\pm 6W$ devido à variação da amplitude de tensão na rede, variações lentas na ordem de dezenas de minutos e imprevisível. Foi possível

reduzir a variação de tensão da rede utilizando um *no-break* para ±1% o que corresponde a uma variação de ±3% de potência resultando em um erro de medição absoluto de $\pm 3W$ em conjunto com o erro de precisão combinado dos sensores de aproximadamente ±1%.

Devido ao erro de ±1% $\pm 3W$ do calorímetro a medição de potências baixas apresenta um erro porcentual muito elevado, isto é um problema significativo que ira afetar os resultados e nenhuma solução prática foi identificada para ser realizada durante o tempo deste trabalho. A criação de um calorímetro menor, sem ventilação, específico para medição de pequenas potências poderia ser criado e resolveria este problema, porém não em tempo hábil para a realização do trabalho.

6.0.3 Medição de Perdas no Cobre

A medição de perdas no cobre é feita pela medição da tensão nos e corrente instantâneas nos terminais $N1$ do indutor seguindo o diagrama da figura 6.6. Estas medições são sujeitas à ruídos intensos e necessitam de banda passante adequada para os efeitos observados. Porém o ruído causado pelo chaveamento tem a mesma faixa de frequência de alguns dos efeitos que deseja-se observar o que torna difícil a filtragem do ruído sem alteração dos resultados.

Para a medição de tensão foi utilizado pontas de prova TPS p220 *voltage probe* e p5120 *voltage probe* no osciloscópio Tectronix TPS2024. Já para a corrente foram testadas a medição com a sonda de corrente A622 c.a./c.c. *current probe* e a medição através de um $R_{shunt} = 10m\Omega$ capaz de medir correntes eficazes de $30A$ correspondente a $300mV$.

A sonda de corrente apresenta um filtro passa baixas e um atraso nos valores medidos que deve ser compensado, porém o atraso não é constante para todas as componentes de frequência, o que causa uma ligeira distorção no sinal medido. Desta forma a sonda de corrente é adequada para a medição da componente de baixa frequência das perdas no cobre.

O R_{shunt} não apresenta atraso e consegue medir os efeitos de alta frequência, porém o modelo utilizado se mostrou muito susceptível ao ruido gerado pelo conversor. Medições utilizando um R_{shunt} do tipo coaxial podem apresentar resultados muito melhores que o obtidos neste trabalho por sua maior imunidade à ruídos. Como as componentes de

alta frequência são pequenas e muito afetadas pelo ruido, a medição de potência no cobre sempre será mais comprometida e pouco confiável que a de baixa frequência.

6.0.4 Medição de Perdas no Núcleo

A medição das perdas no núcleo é feita pela medição da curva $B \times H$. Que por sua vez H é obtido pela corrente no indutor e B da integral na corrente em um enrolamento secundário em circuito aberto, como na Figura 6.6.

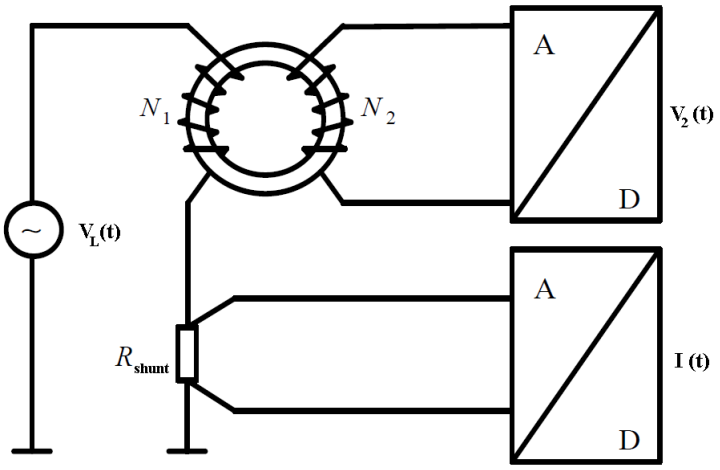

Figura 6.6 – Diagrama para medição de potência no núcleo

Fonte: Alterado de (KOPRIVICA; MILOVANOVIC; PLAZINIć, 2012)

Este método de medição foi utilizado em (MüLLER et al., 2017) e é mais detalhadamente explicado em (FIORILLO, 2010) e (KOPRIVICA; MILOVANOVIC; PLAZINIć, 2012). O método foi criado à partir de um sistema para caracterização das propriedades magnéticas dos materiais e foi padronizado pela *International Eletrothecnical Comission*-IEC na norma 60404.

A norma se subdivide em partes que indicam os métodos de medição de características magnéticas para diferentes formatos e tipos de material e também para diferentes faixas de frequência. A norma IEC 60404-6 (IEC, 2018) padroniza o método para materiais magnéticos macios, em formato toroidal na faixa de $20Hz$ ate 200KHz adequado para a medição dos indutores projetados para teste neste trabalho.

Este método de medição se baseia no cálculo da área da curva $B \times H$ ao longo dos ciclos, isto significa que somente as perdas por histerese são consideradas. A medição de perdas devido às correntes de Foucault são extremamente difíceis de se realizar separada-

mente dos outros efeitos, pois se deve à diferentes correntes em diferentes direções em todo o material do núcleo, sendo possíveis de ser medidas em conjunto através do calorímetro.

A densidade de fluxo B é obtida da tensão do enrolamento secundário pela equação:

$$B(t) = -\frac{1}{N_2 A_e} \int_0^T V_2(t)dt \tag{6.2}$$

A intensidade do campo magnético H é obtida da corrente no indutor pela equação:

$$H(t) = \frac{N_1}{l_e} I(t) \tag{6.3}$$

A densidade volumétrica de potência pode então ser calculada por:

$$P_{nucleo}(t) = \frac{N_1}{T N_2 l_e A_e} \int_0^T V_2(t) I(t)dt \tag{6.4}$$

A medição de corrente no indutor pode ser feita das mesmas formas que na perda no cobre, porém o atraso causado pela sonda de corrente afeta seriamente a potência medida pois a área da curva $B \times H$, que equivale às perdas por histerese, depende diretamente do atraso entre as curvas. Considerando isto e que deseja-se observar os efeitos de maior frequência se torna mais interessante utilizar o resistor R_{shunt} para a medição da corrente.

A tensão no enrolamento secundário pode ser medida da mesma forma que a tensão nos terminais $N2$, observados na Figura 6.6, do indutor.

6.0.5 Problemas na medição de perdas no núcleo

Ao realizar medições utilizando o sistema proposto para medição de perdas no núcleo em um indutor de um conversor Buck foram identificados dois efeitos:

- Ruído intenso nos instantes de chaveamento
- Oscilação na corrente e tensão nos instantes de chaveamento devido às capacitâncias parasitas

Para tentar solucionar estes problemas foi utilizado um filtro digital passa baixas de fase zero, seu efeito pode ser observado nas Figuras 6.7 e 6.8.

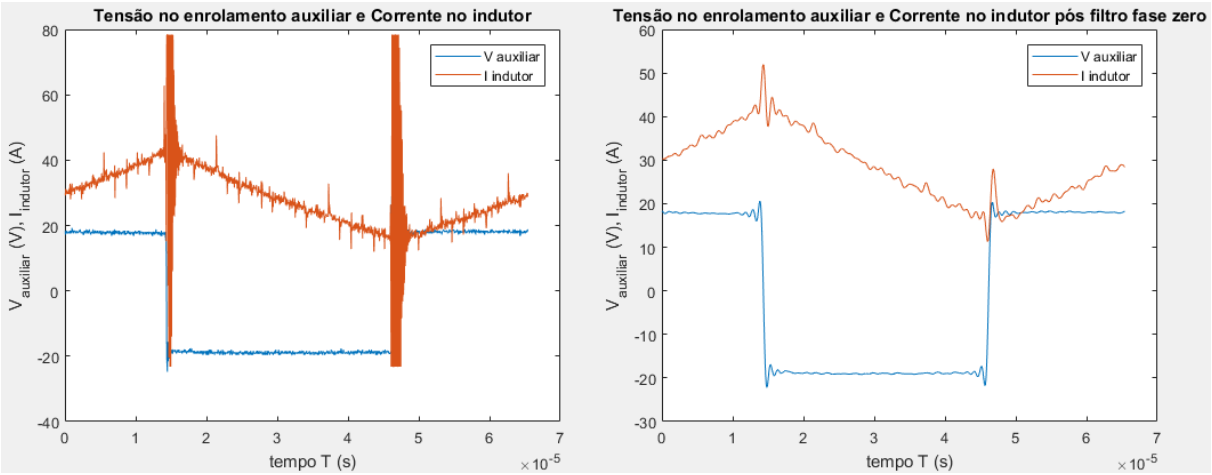

Figura 6.7 – Tensão e corrente medidas antes e depois do filtro fase zero

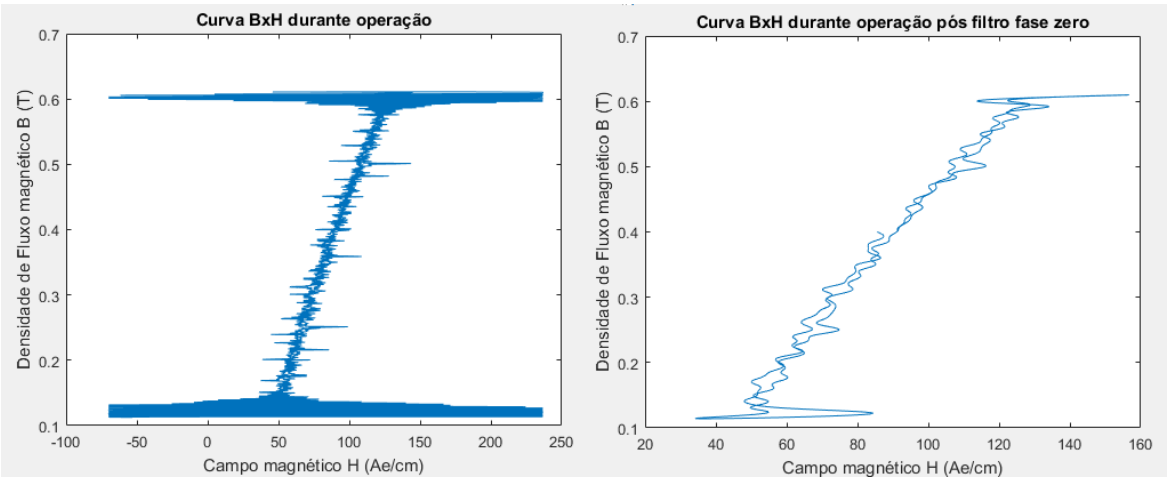

Figura 6.8 – Curvas $B \times H$ medidas antes e depois do filtro fase zero

6.1 Conclusões

neste capítulo foram apresentados os diferentes métodos utilizados para a medição de perdas e todos eles apresentaram algum problema.

O calorímetro apresentou grande oscilação de potência devido ao sistema de ventilação, o que pode ser resolvido utilizando controle de alimentação dos ventiladores ou utilizando um calorímetro de dimensões apropriadas.

A medição de perdas no cobre é afetada pelo ruído gerado pelo chaveamento do próprio conversor, sendo necessário um R_{shunt} mais adequado para a situação para que seja possível tentar calcular as perdas em alta frequência.

A medição de perdas no núcleo se mostrou muito afetada também pelo ruído de chaveamento, o que devido à pequena área da curva $B \times H$ pode afetar os resultados mesmo utilizando os filtros faze zero propostos.

Os resultados a seguir devem ser observados levando em consideração os problemas identificados observando os limites de erro de $\pm 3W$ $\pm 1\%$ do calorímetro.

Capítulo 7

Resultados

Neste capítulo serão apresentados os resultados dos experimentos de quatro indutores projetados para operar em um conversor buck, mostrando seus resultados de projeto e medindo sua indutância ideal e em operação e também suas perdas utilizando os métodos de medição avaliados anteriormente.

Visando avaliar a metodologia proposta foram projetados quatro indutores, identificados na Figura 7.1 por A, B, C e D, utilizando materiais diferentes e valores de indutância diferentes, que suas informações estão dispostas na tabela 5.

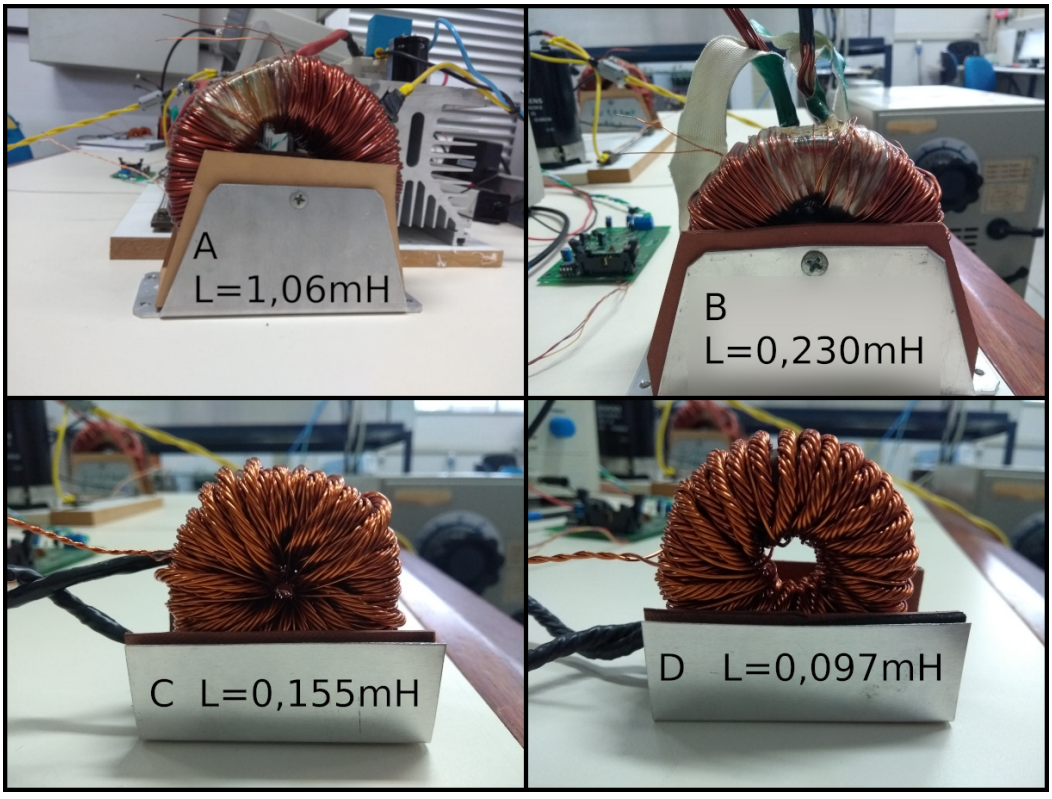

Figura 7.1 – Fotos dos indutores projetados

Os indutores foram projetados para serem utilizados em um conversor buck, representado na Figura 7.2.

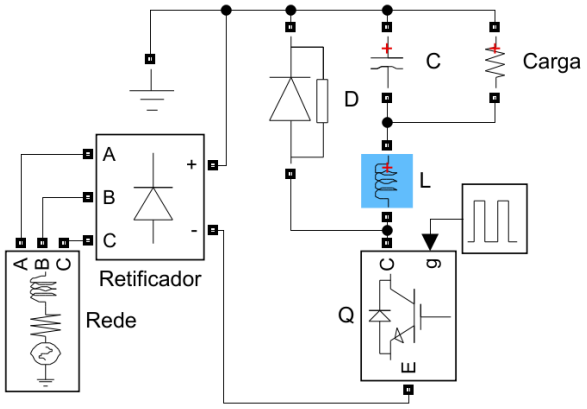

Figura 7.2 – Diagrama do conversor buck utilizado para testar as indutâncias

Tabela 3 – Parâmetros do conversor

$V_{c.c.}$	150	V
I_{medio}	25	A
f	15360	Hz
d	0.5	
V_{carga}	75	V
P	1875	W

Os parâmetros do conversor estão presentes na tabela 3.

7.1 Resultados preliminares de projeto

Para demonstrar os resultados do algorítimo criado para a metodologia de projeto serão apresentados nesta secção os resultados obtidos pelo projeto antes de se selecionar o melhor projeto para a condição desejada.

Os resultados apresentados são referentes ao projeto do indutor C, porém para facilidade de compreensão é necessário limitar os núcleos utilizados. Ao utilizar diferentes materiais e permeabilidades em um grande número de núcleos não é possível organiza-los de forma a apresentar os resultados de maneira compreensível, sendo necessário criar várias divisões para identificar cada material e permeabilidade nos gráficos.

Este projeto considera os núcleos toroidais feitos do material High-Flux de permeabilidade 60μ, fabricados pela MAGNETICS, $L_{projeto} = 155\mu H$, $I_{medio} = 24A$, $V_{c.c.} = 150V$

e $f = 15360Hz$. Além disso são considerados valores de densidade de corrente entre $1A/mm^2$ e $5A/mm^2$. Os limites operacionais de 50% de preenchimento da janela do núcleo, 10% de tolerância e $0.8T$ para a máxima densidade de fluxo.

Os limites operacionais e outros parâmetros utilizados no projeto dos indutores estão dispostos na tabela 4.

Tabela 4 – Parâmetros iniciais utilizados no projeto

Tolerância	ΔL	10	%
Densidade de fluxo máxima	B	0.8	T
Preenchimento do núcleo	$winding$	50	%
Elevação de temperatura	ΔT	100	$°C$
Comprimento adicional de fio	ΔC_{fio}	20	%
Distancia entre espiras	d_e	1	mm
Densidade de corrente	j	1 à 5	A/mm^2

Os núcleos foram ordenados do maior para o menor volume, identificados de zero a 31, onde o selecionado para o indutor C, número 58090 no catálogo da MAGNETICS é referente ao núcleo número 13 nos gráficos à seguir.

7.1.1 Indutância final

A Figura 7.3 mostra o valor de indutância obtido ao final do *loop* cálculo do número de espiras com os limites superior e inferior de tolerância em vermelho.

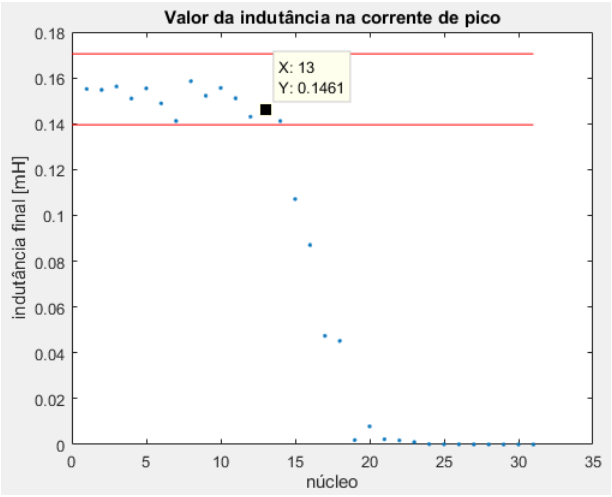

Figura 7.3 – Indutância final para o projeto do indutor C considerando os núcleos High-Flux 60μ

Observa-se que os núcleos menores não conseguem atingir o valor desejado de indutância, isto se deve somente aos efeitos de redução de permeabilidade e à saturação, visto que os limites de preenchimento não foram verificados neste ponto do projeto.

7.1.2 Densidade de fluxo

Para as mesmas condições a Figura 7.4 mostra a densidade de fluxo esperada em cada núcleo.

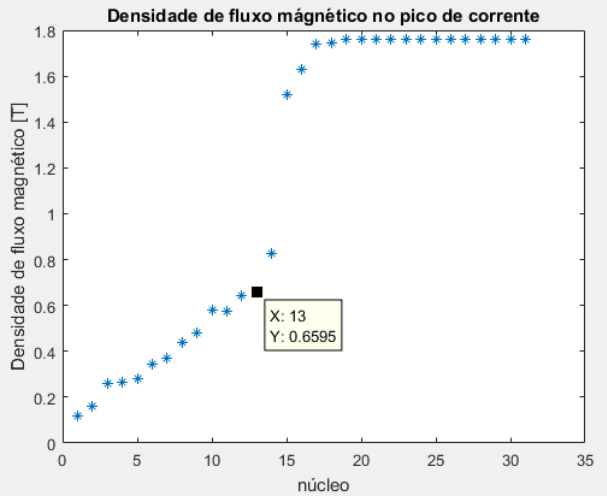

Figura 7.4 – Densidade de fluxo para o projeto do indutor C considerando os núcleos High-Flux 60μ

Pode-se observar claramente que a saturação ocorre intensamente nos núcleos que não conseguem atingir a indutância esperada na Figura 7.3 que corresponde ao núcleos menores. Estes valores de saturação consideram o número de espiras necessário para obter a indutância requerida no projeto.

7.1.3 Número de espiras

Os valores de número de espira necessário mostrados na Figura 7.5 são zerados quando a densidade de fluxo ultrapassa o limite de B_{max}, isto serve para identificar quando um dos projetos não é viável de acordo com os limites estabelecidos, se repetindo para os diferentes limites.

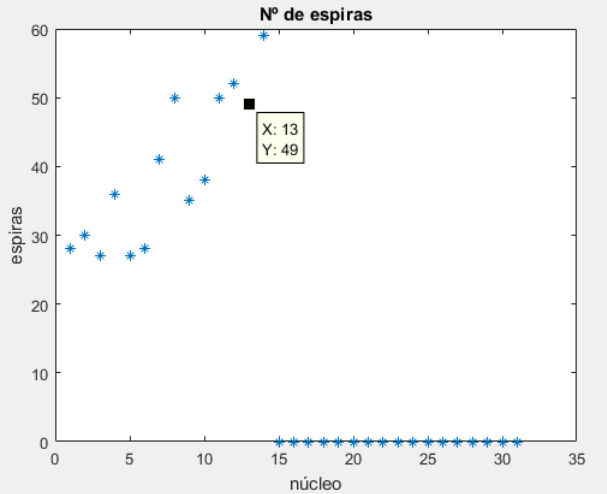

Figura 7.5 – Número de espiras para o projeto do indutor C considerando os núcleos High-Flux 60μ

7.1.4 Preenchimento da janela do núcleo

Neste ponto do projeto são considerados além dos diferentes núcleos os diferentes valores possíveis de densidade de corrente. A Figura 7.6 mostra o preenchimento da janela do núcleo considerando o limite de 50% de preenchimento.

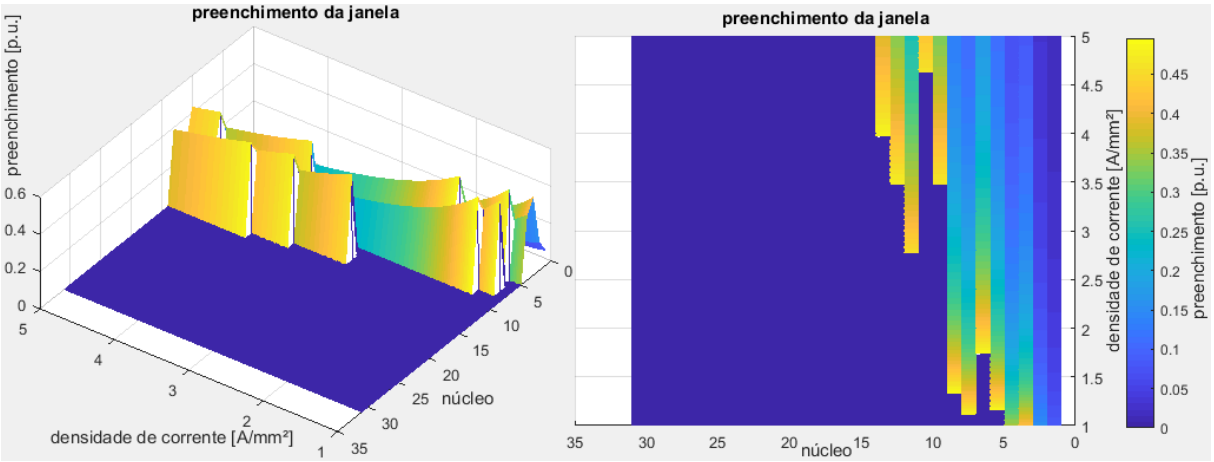

Figura 7.6 – Preenchimento da janela do núcleo para o projeto do indutor C considerando os núcleos High-Flux 60μ

Como esperado, em núcleos menores não é possível utilizar baixas densidades de corrente devido ao preenchimento do núcleo e devido a isto cada núcleo apresenta deferentes limites para a densidade de corrente que é possível utilizar no projeto.

7.1.5 Número de camadas

A Figura 7.7 mostra o número de camadas esperado no projeto. É necessário observar que o número de camadas é utilizado como número inteiro para o cálculo do efeito de proximidade, porém na realidade as camadas são preenchidas gradualmente.

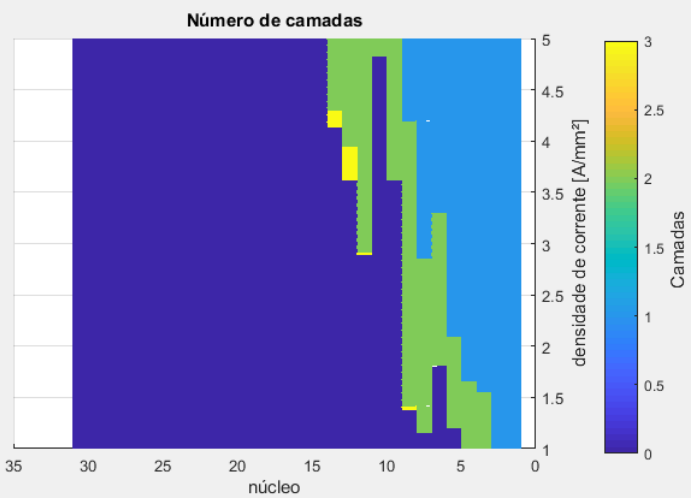

Figura 7.7 – Número de camadas para o projeto do indutor C considerando os núcleos High-Flux 60μ

É possível notar que os núcleos menores com menor densidade de corrente apresentam maior número de camadas, o que levará a maiores perdas por proximidade.

7.1.6 Perdas no cobre

As perdas no indutor estão apresentadas nas Figuras 7.8, para nível c.c. e 7.9, para a componente c.a..

Se espera das perdas no cobre em baixas frequências que aumentem junto com o volume do núcleo e também com a densidade de corrente. Porém a Figura 7.8 mostra que no caso projetado o volume do núcleo não afeta de maneira significativa as perdas, podendo ser explicado pela diminuição de número de espiras enquanto ha um aumento do comprimento médio de fio por espira ao se aumentar o volume do núcleo.

Enquanto isto a densidade de corrente afeta fortemente as perdas no cobre independentemente do volume.

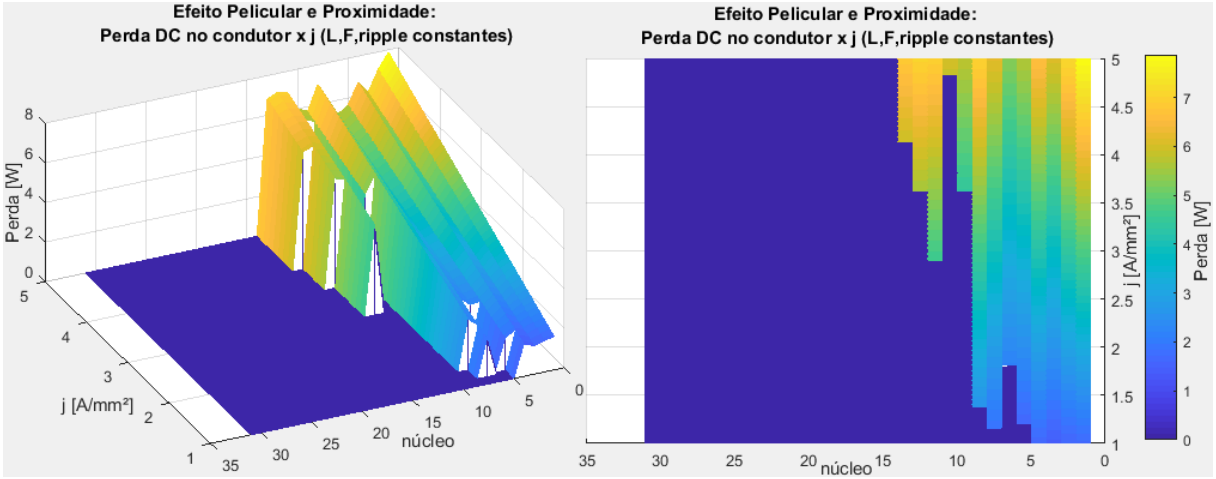

Figura 7.8 – Perdas no cobre c.c. para o projeto do indutor C considerando os núcleos High-Flux 60μ

Ao observar a Figura 7.9, é possível notar que a diferença de perdas devido ao número de camadas é muito mais significativa que o volume do núcleo ou a densidade de corrente.

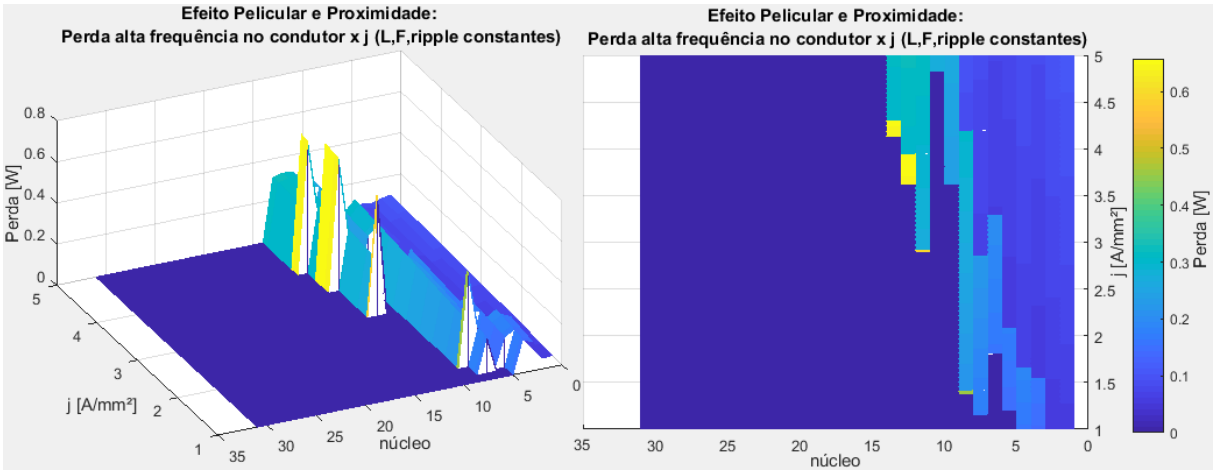

Figura 7.9 – Perdas no cobre c.a. para o projeto do indutor C considerando os núcleos High-Flux 60μ

7.1.7 Variação da densidade de fluxo

A variação de densidade de fluxo, correspondente à variação da corrente no indutor do conversor buck não depende da densidade de corrente. É esperado que núcleos de maior

volume apresentem menor variação de densidade de fluxo assim como menor densidade de fluxo total, o que é observado na Figura 7.10.

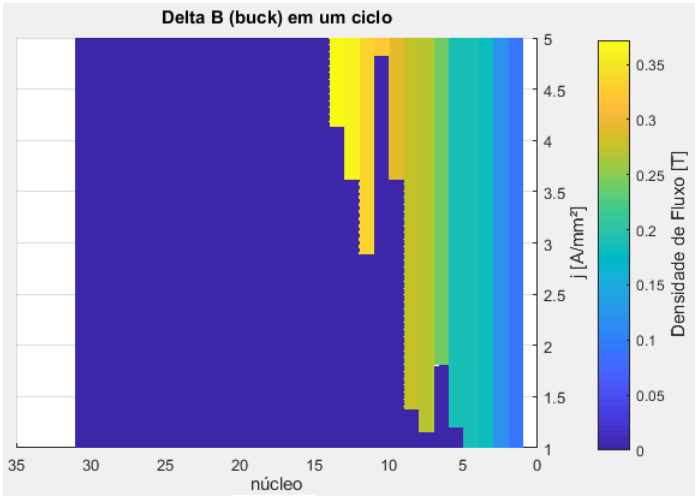

Figura 7.10 – Variação da densidade de fluxo para o projeto do indutor C considerando os núcleos High-Flux 60μ

7.1.8 Perdas no núcleo

Apesar da menor variação de densidade de fluxo a Figura 7.11 mostra que um maior volume é muito significativo nas perdas no núcleo, suficiente para apresentar maiores perdas nos maiores núcleos nas condições do projeto.

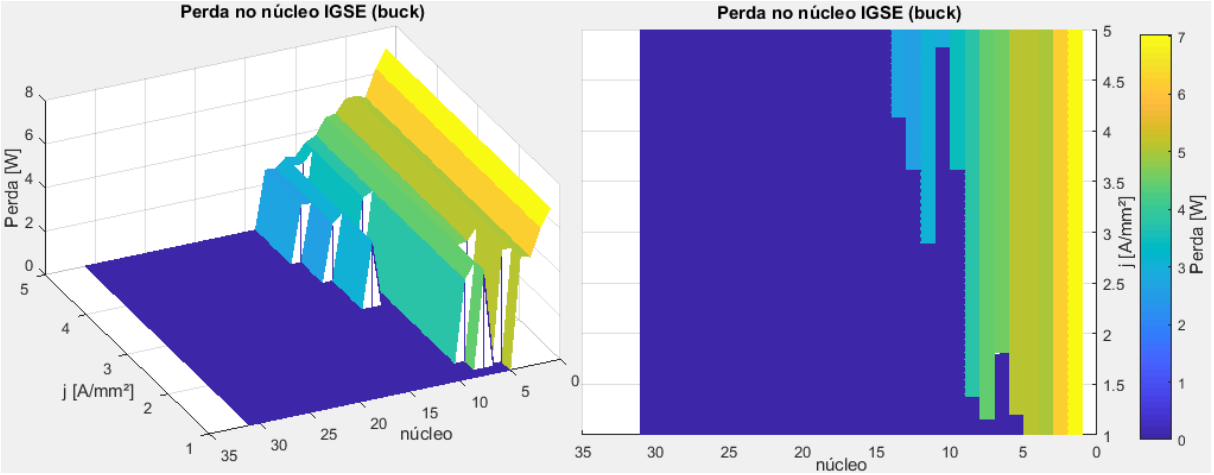

Figura 7.11 – Perdas no núcleo para o projeto do indutor C considerando os núcleos High-Flux 60μ

Este comportamento depende das constantes K, α e β da equação de Steinmetz, visto que β afeta a relação com a densidade de fluxo enquanto K e α variam com o volume independentemente do fluxo.

7.1.9 Perdas totais

A Figura 7.12 mostra ao avaliar as perdas totais que utilizar núcleos menores e menor densidade de corrente possível leva à menores perdas.

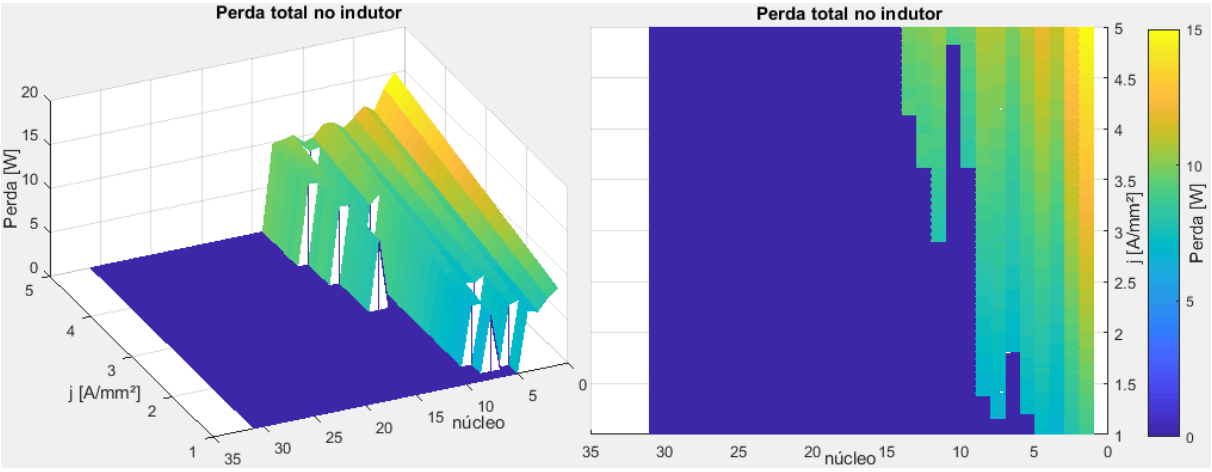

Figura 7.12 – Perdas totais para o projeto do indutor C considerando os núcleos High-Flux 60μ

7.1.10 Eficiência

A Figura 7.13 mostra a eficiência do indutor projetado considerando a potência do conversor. A eficiência dos projetos descartados foram definidos como 99% somente para facilitar a visualização de resultados e não devem ser considerados.

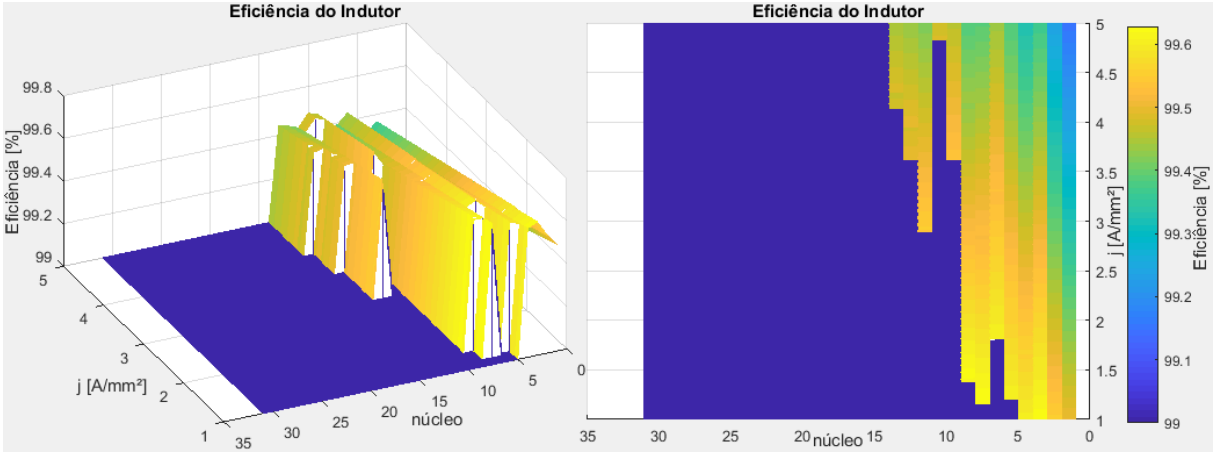

Figura 7.13 – Eficiência para o projeto do indutor C considerando os núcleos High-Flux 60μ

7.1.11 Elevação de temperatura

Pode-se observar na Figura 7.14 que os diferentes núcleos com perdas próximas apresentam elevação de temperatura significativamente diferente devido à área de superfície do indutor que aumenta com o volume e facilita a troca térmica.

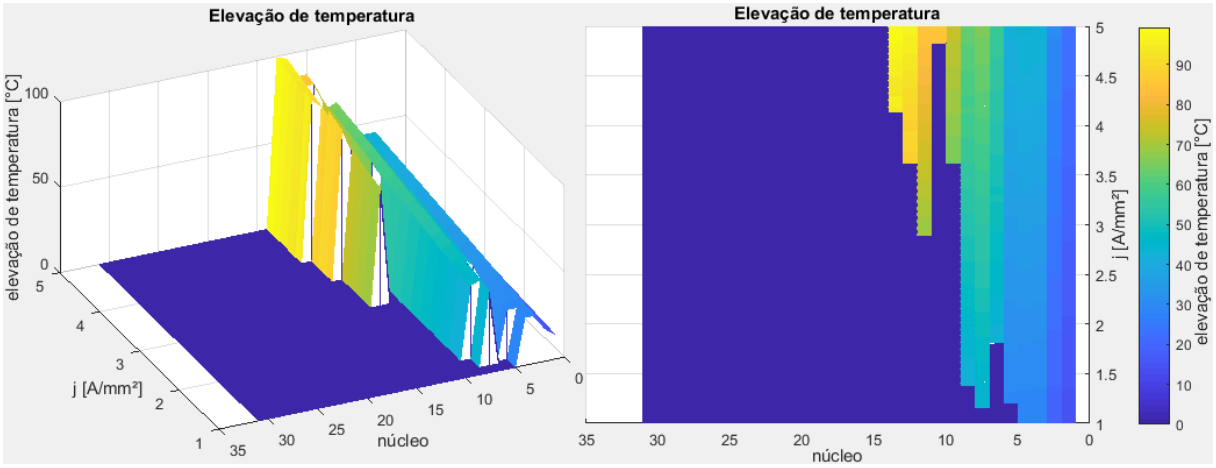

Figura 7.14 – Elevação de temperatura para o projeto do indutor C considerando os núcleos High-Flux 60μ

7.2 Resultados do projeto

Os Resultados de projeto dos indutores projetados estão dispostos na tabela 5.

Tabela 5 – Dados de projeto dos indutores

ID	A	B	C	D	
Núcleo	T520	T400	58090	78090	
Produtor	Micrometals		Magnetics		
Material	34D	14D	High Flux	Xflux	
L_{proj}	1,06	0,230	0,155	0,097	mH
$L_{inicial}$	1,077	0,236	0,162	0,098	mH
L_{final}	1,038	0,231	0,141	0,096	mH
L_{leak}	0,128	0,065	0,021	0,014	mH
L_{total}	1,165	0,296	0,163	0,110	mH
N	102	80	49	34	
n_{fios}	4	4	8	8	
winding	24,81	28,82	40,16	27,87	%
NC	2	2	3	2	
$P_{cobre,c.c.}$	14,70	12,00	6,872	4,440	W
$P_{cobre,c.a.}$	0,0281	0,462	0,292	0,484	W
P_{cobre}	14,72	12,46	7,164	4,923	W
B_{pk}	0,0228	0,058	0,372	0,536	T
P_{core}	0,586	1,961	2,659	18,46	W
P_{total}	15,31	14,43	9.823	23,38	W
ΔT	17,10	24,11	67,31	137,1	C
$R_{c.c.}$	23,5	19,2	11,0	7,1	mΩ
$R_{c.a.}$	216,1	157,3	44,9	29,0	mΩ
Volume	1336	637	108	88	cm^3

Para que seja possível perceber as dimensões dos indutores mostrados na Figura 7.1 a tabela 6 mostra os dados sobre as dimensões dos núcleos utilizados.

Tabela 6 – Dados de dimensionais dos núcleos dos indutores

ID	A	B	C	D	
Núcleo	T520	T400	58090	78090	
Produtor	Micrometals		Magnetics		
Material	34D	14D	High Flux	Xflux	
OD	132	102	47,63	47,63	mm
ID	78,2	57,2	27,88	27,88	mm
HT	40,6	33	16,2	16,2	mm
I_e	33,1	25	11,6	11,6	cm
A_e	10,5	6,85	1,34	1,34	cm^2
A_w	48,03	25,7	6,1	6,1	cm^2
V	347	171	15,6	15,6	cm^3
A_L	130	45,5	89	89	$\frac{nH}{espira}$

7.2.1 Medição da indutância

A indutância foi medida em duas situações, à vazio em sua situação ideal, e sob carga em sua situação real. A indutância à vazio pode ser medida utilizando medidores convencionais como pontes RLC. Já a indutância sob saturação deve ser estimada durante a operação do indutor.

Ao utilizar um ciclo de trabalho constante $d = 0.5$ no conversor buck pode-se estimar a indutância quando em saturação pela inclinação da corrente no indutor ΔI durante um período de tensão constante $V_{c.c.}$ utilizando a equação 7.1, controlando-se o nível de saturação pela corrente média exigida pela carga.

$$L = \frac{V_{c.c.}}{2\,\Delta I\,f} \tag{7.1}$$

A tabela 7 mostra os valores definidos no início do projeto $L_{projeto}$, o valor de indutância esperado pelo projeto quando sob carga L_{final} e o valor pela estimação através da equação 7.1 L_{est}.

Tabela 7 – Comparação dos valores obtidos de indutância quando em carga

ID	A	B	C	D	
$L_{projeto}$	1,06	0,23	0,155	0,097	mH
L_{final}	1,038	0,231	0,141	0,096	mH
L_{est}	1,092	0,249	0,153	0,104	mH

A tabela 8 mostra o valor da indutância a vazio esperado pelo projeto L_{ideal} e o valor medido pela ponte RLC, Minipa ET 2080, L_{RLC}.

Tabela 8 – Comparação dos valores obtidos de indutância a vazio

ID	A	B	C	D	
L_{RLC}	1,434	0,269	0,211	0,108	mH
L_{ideal}	1,379	0,299	0,214	0,109	mH

Observando a tabela 9, que mostra o erro da indutância L_{est} em relação à L_{proj}, percebe-se que o valor projetado para a indutância está dento dos limites esperados de erro, considerado a tolerância de 8% na permeabilidade μ dos materiais e principalmente a tolerância utilizada para o valor de indutância de 10%.

A Figura 7.15 mostra graficamente os valores de indutância estimados L_{est} e permite sua comparação visual com os limites de tolerância estabelecidos no projeto $L_{proj} \pm 10\%$.

Tabela 9 – Erro da indutância $L_{est} - L_{proj}$

ID	A	B	C	D	
Erro L	0,032	0,019	-0,002	0,007	mH
	3,02	8,26	-1,29	7,22	%

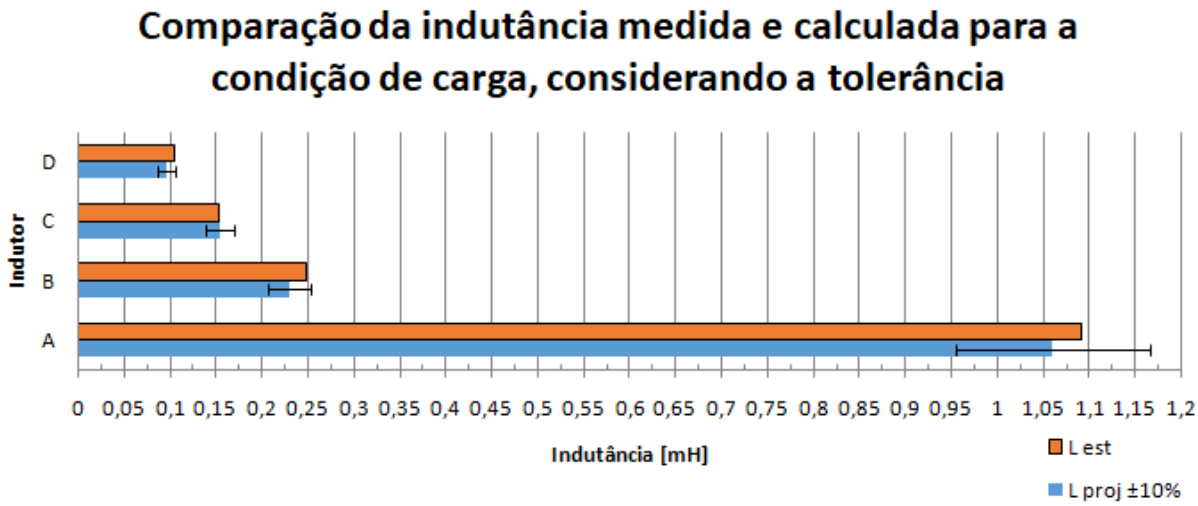

Figura 7.15 – Comparação da indutância estimada e calculada para a condição de carga, considerando a tolerância requerida no projeto

A característica discreta do número de espiras torna muito difícil de se obter valores exatos de indutância. Pois quanto menor o número de espiras, maior será a indutância por espira proporcionalmente ao valor total de indutância. Assim para projetos que requerem maior precisão no valor de indutância é interessante se utilizar maiores números de espiras em conjunto com núcleos de menor indutância por espira, o que leva a um maior controle do valor de indutância ao se ajustar o número de espiras.

Na Figura 7.16 comparam os valores medidos e calculados para a condição a vazio, e verifica-se que a tolerância esperada para a condição em operação não é mantida na condição a vazio, onde o indutor B fica ligeiramente abaixo da tolerância, enquanto na condição em operação está próximo do limite superior da tolerância.

A tolerância do valor de indutância é utilizada para obter um valor de indutância em operação confiável, pois é o momento mais crítico, sendo necessário para limitar as oscilações de corrente nos momentos de corrente média mais elevada. O valor da indutância quando à vazio é mais flexível pois nos valores de corrente média mais baixa oscilações maiores de corrente são aceitáveis quando dentro dos limites de operação do conversor. É

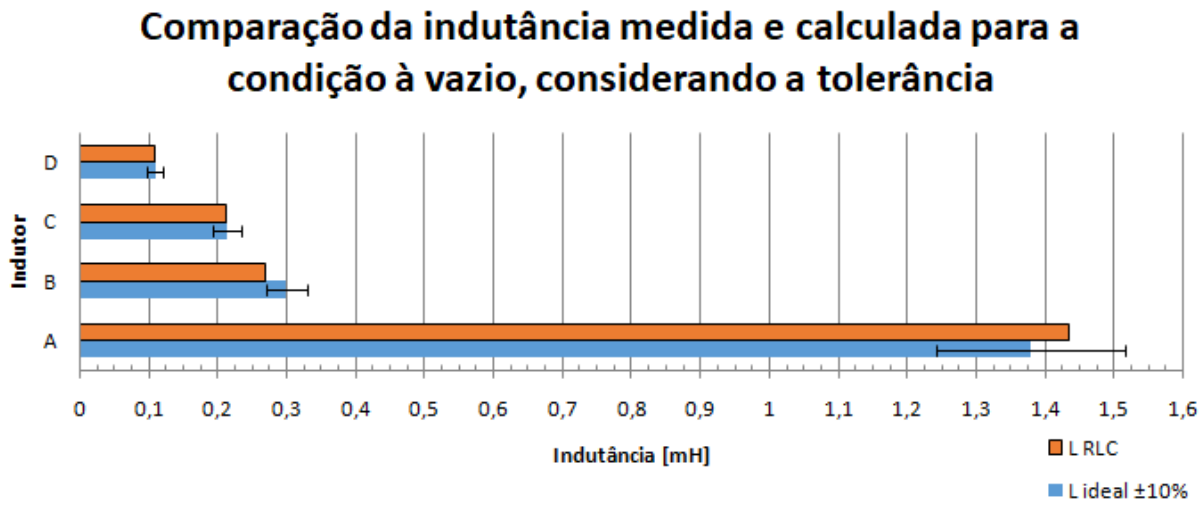

Figura 7.16 – Comparação da indutância medida e calculada para a condição à vazio, considerando a tolerância requerida no projeto

necessário observar que os valores obtidos para a indutância à vazio poderão apresentar erros maiores que a tolerância definida.

7.2.2 Medição de perdas

A medição de perdas pelo calorímetro foi realizada para a obtenção das perdas totais P_{total}. A Figura 7.17 mostra o gráfico de medição de potência utilizando o calorímetro pela interface do LABVIEW, onde após a estabilização térmica do calorímetro ser mantida por 30 minutos é realizada a média da curva de potência para se obter a medição do calorímetro. O tempo total do processo em geral dura de 4 a 5 horas.

Para as medições de potência foi necessário realizar calibrações antes de cada medição para se verificar a potência do sistema de ventilação, que apresenta uma oscilação significativa observada na Figura 7.18. Onde ao longo de uma hora foi observado uma variação de $6W$, o máximo observado da oscilação de $\pm 3W$ ao longo de todas as medições realizadas.

A perda no cobre P_{cobre} aproximada pela componente c.c. foi obtida pela medição da tensão e corrente instantâneas no indutor após aplicação de um filtro passa baixas para redução do ruído. Para uma frequência de chaveamento de $15360Hz$, os efeitos de alta frequência esperados são menores que os erros de medição encontrados sendo difícil sapará-los do ruído.

Figura 7.17 – Exemplo do gráfico de potência medida pelo calorímetro na interface do LABVIEW

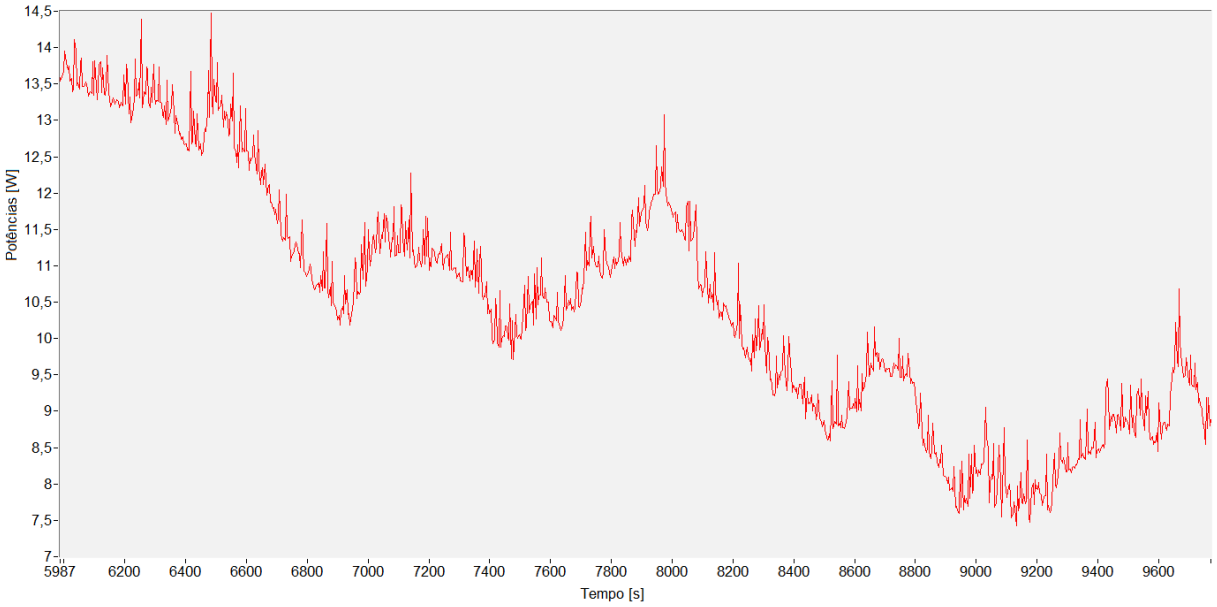

Figura 7.18 – Oscilação observada devido ao sistema de ventilação

A perda no núcleo P_{core} foi obtida de duas maneiras distintas. Uma forma foi estimar $P_{core,est}$ pela diferença entre P_{total} e P_{cobre}. Outra forma foi a potência $P_{core,B\times H}$, obtida pela estimação da área compreendida pela curva $B \times H$, como observado na Figura 6.8 na secção 6.0.5.

Os valores de perdas podem ser observados na tabela 10.

Tabela 10 – Perdas medidas e calculadas nos indutores

ID	A	B	C	D	
$P_{core,calc}$	0,56	2,0	2,7	18,5	W
$P_{core,est}$	3,5	2,5	3,7	16,3	W
$P_{core,B\times H}$	3,4	4,5	6,4	11,3	W
$P_{cobre,calc}$	14,7	12,5	7,2	4,9	W
$P_{cobre,med}$	13,3	13,3	10,1	6,5	W
$P_{total,calc}$	15,3	14,4	9,8	23,4	W
$P_{total,med}$	16,8	15,8	13,8	22,8	W

O calorímetro desenvolvido apresenta duas componentes de erro, um relativo à potência medida de $\pm 1\%$ e outro independente da carga do dispositivo medido de $\pm 3W$ absolutos, provenientes do próprio sistema do calorímetro, tornando imprecisas as medições de pequenas potências.

Tabela 11 – Erro de potência

ID	A	B	C	D	
Erro P_{core}	2,86	0,51	1,06	-2,14	W
	490	26,1	39,8	-12,6	%
Erro P_{cobre}	-1,38	0,86	2,91	1,55	W
	-9,4	6,9	40,1	31,4	%
Erro P_{total}	1,48	1,36	3,97	-0,59	W
	9,7	9,4	40,4	-2,5	%

Pode-se observar na tabela 11 que o erro na potência medida se torna muito significativo para valores de perdas mais baixos.

Os valores medidos e calculados na metodologia proposta são comparados, nas Fig. 7.21 a 7.20, com os valores obtidos através de métodos tradicionais, utilizando somente a equação de Steinmetz e a corrente eficaz no cobre. Onde observa-se que o erro de medição é mais significativo que a diferença esperada entre os métodos.

Na Figura 7.19 pode-se observar que os indutores C e D tiveram suas perdas no cobre subestimadas pelos cálculos, enquanto o indutor A teve sua perda no cobre superestimada. Este fato está ligado ao comprimento de fio esperado para estes indutores, em geral indutores maiores apresentam comprimento de fio mais próximo do ideal, pois é mais fácil de fazer as curvaturas necessárias nos fios. Além disto o trançamento dos fios aumenta significativamente o comprimento de cada fio utilizado, aumentando a resistência final. Como este aumento de comprimento depende de como foi feito o trançamento dos fios,

é difícil de saber qual será o aumento de comprimento e consequentemente da resistência e das perdas no cobre.

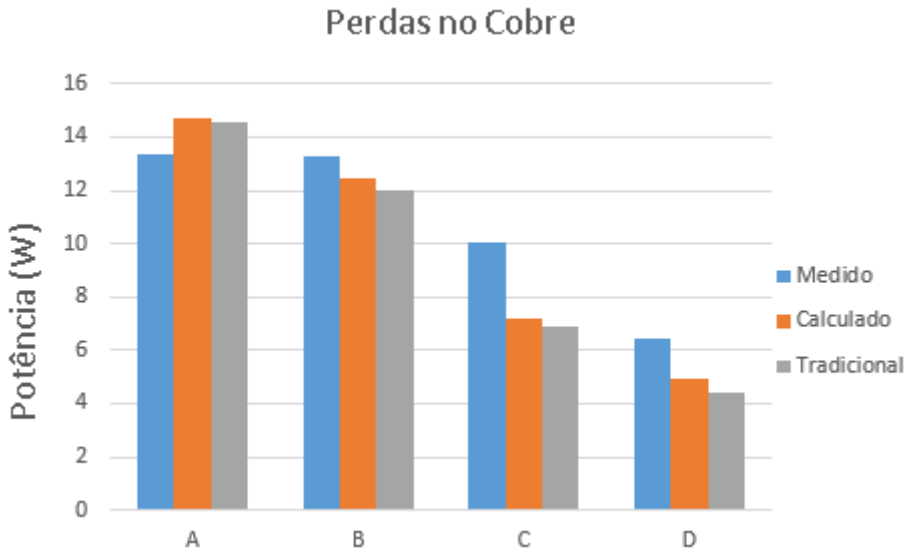

Figura 7.19 – Comparação de perdas no cobre

Observa-se na Figura 7.20 que a maior diferença entre a perda medida e a calculada ocorre no indutor C. Isto pode ser devido ao fato do indutor C ter as perdas no cobre subestimadas anteriormente.

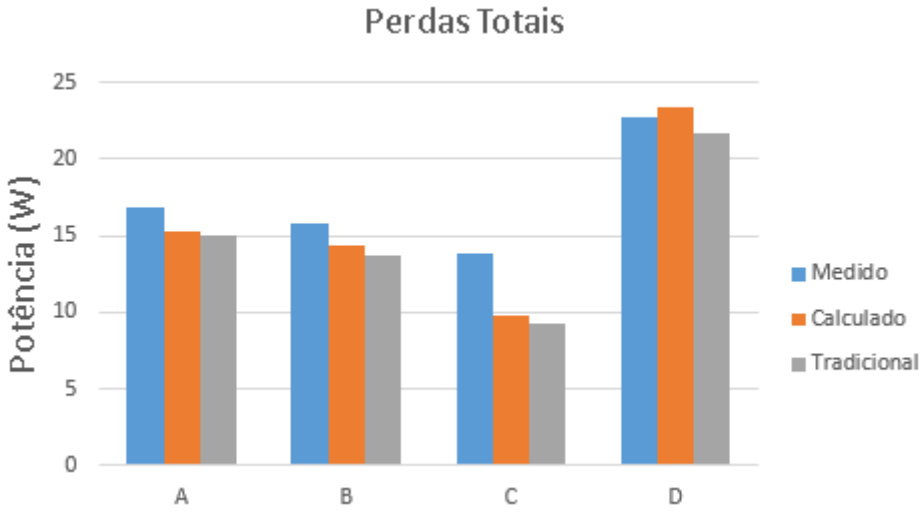

Figura 7.20 – Comparação de perdas totais

Claramente se vê na Figura 7.21 que a medição pela curva $B \times H$ apresenta resultados muito diferentes do esperado pelos cálculos e pela diferença de P_{total} e P_{cobre}. Mas vale notar que a tendencia entre ser maior ou menor que o esperado pelos cálculos é o mesmo entre o medido na curva $B \times H$ e o estimado pela diferença de P_{total} e P_{cobre}.

Também se observa claramente na Figura 7.21 que a perda estimada no indutor A é significativamente maior que a calculada, porém pode ser somente devido ao erro de medição do calorímetro.

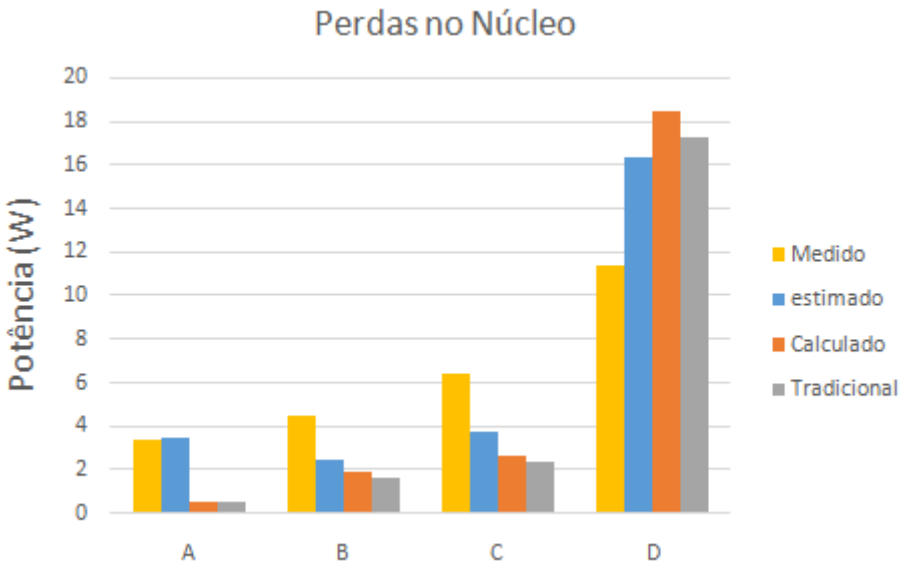

Figura 7.21 – Comparação de perdas no núcleo

Considerando o erro de medição do calorímetro na medição de potência total podemos verificar se os valores esperados pelos cálculos ainda se encontram dentro dos limites de erro pela Figura 7.22:

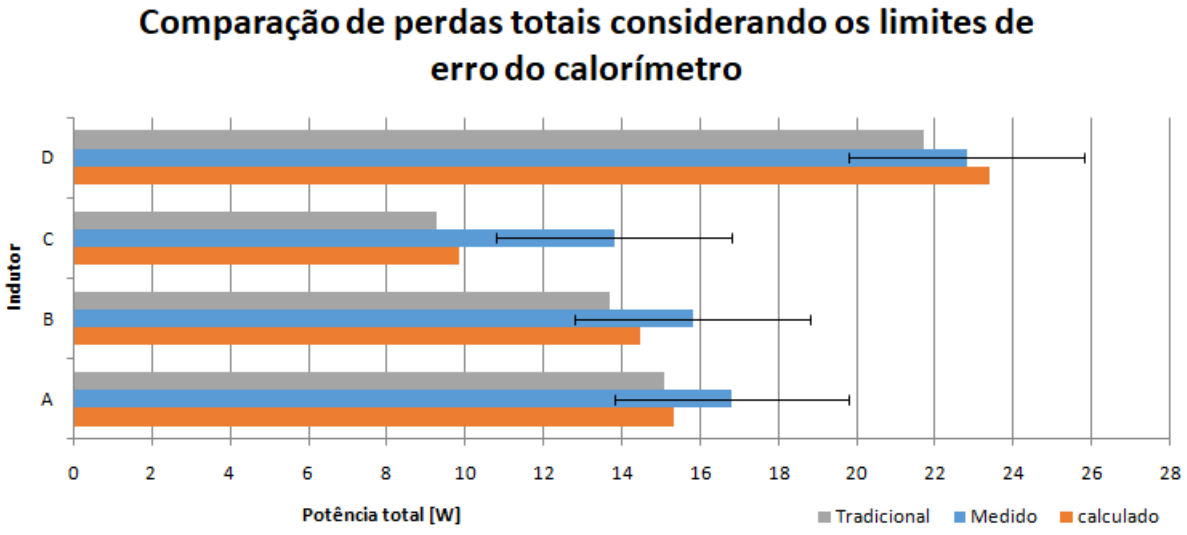

Figura 7.22 – Comparação de perdas totais considerando os limites de erro do calorímetro

A potência do núcleo estimada pela diferença entre P_{total} e P_{cobre} irá apresentar aproximadamente os mesmos limites de erro do calorímetro. Na Figura 7.23 é possível verificar se os valores esperados estão dentro dos limites de erro da medição.

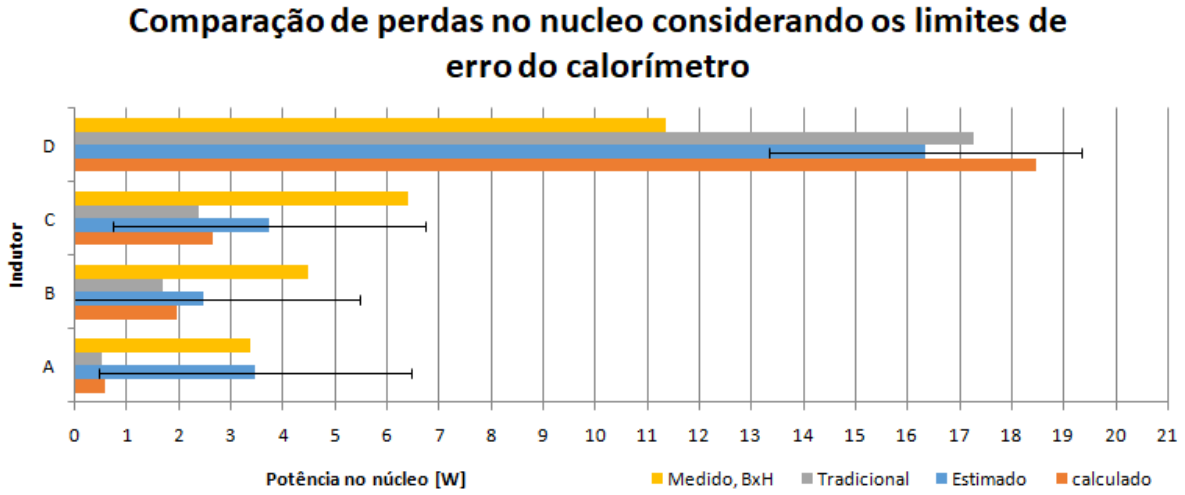

Figura 7.23 – Comparação de perdas no núcleo considerando os limites de erro do calorímetro

7.3 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os resultados de projeto e das medições realizadas nos experimentos dos quatro indutores projetados. Com exceção da medição de perdas no núcleo pela curva $B \times H$ os valores de perdas medidos podem ser considerados como dentro da faixa esperada de erro. O que é um bom indício para os resultados da metodologia proposta mas pode ainda ser melhorado alterando os sistemas de medição.

Em contrapartida os valores estimados e medidos de indutância se mostraram confiáveis e extremamente próximos dos calculados.

Capítulo 8

Conclusões Gerais

Neste capítulo serão condensados os resultados alcançados por este trabalho e as conclusões sobre eles. Identificando então os problemas enfrentados, os pontos fracos de cada etapa e como seria possível fazer melhoras.

Relacionado a este trabalho foi escrito um artigo sobre a metodologia de projeto de indutores para condições não senoidais que foi submetido e aceito pelo CBA 2018 e INDUSCON 2018, sendo apresentado e publicado no CBA 2018.

Utilizar a metodologia de projeto proposta e conferir os resultados utilizando o FEM e o modelo de indutância não linear se mostrou um procedimento adequado porém é possível utilizar os resultados do FEMM e da simulação utilizando o modelo não linear e retornar ao início da metodologia de projeto, com os novos vetores de corrente e tensão no indutor e considerando a densidade de fluxo local.

Comparando a densidade de fluxo local, que se mostrou maior na parte interna de núcleos toroidais como na Figura 4.9 e pode-se esperar o mesmo em curvaturas e dobras no caminho em outros formatos de núcleo, com o limite B_{max} é possível eliminar projetos nos quais não foram identificados anteriormente como acima dos limites e que podem apresentar uma redução de permeabilidade significativa devido à saturação em parte do núcleo.

Da mesma forma utilizar os novos vetores de tensão e corrente obtidos da simulação com o modelo não linear retornando ao início da metodologia de projeto obtemos um novo espectro de corrente e tensão que resulta em novas perdas tanto no núcleo quanto no cobre e além disso pode causar uma possível saturação acima do limite definido.

Este processo pode ser mostrado na Figura 8.1 e pode ser tratado como um aprimoramento dos resultados.

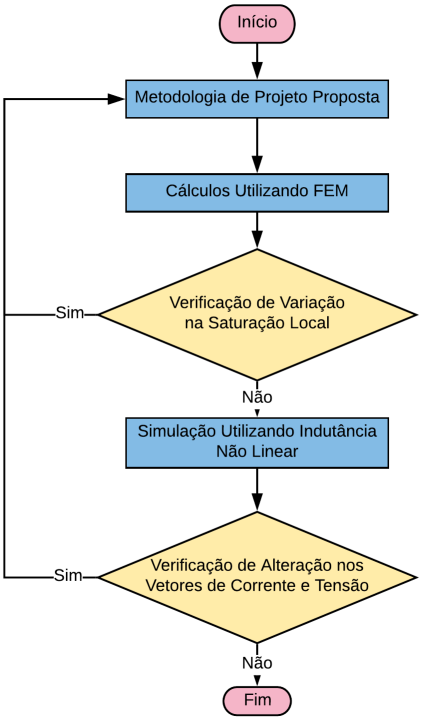

Figura 8.1 – Fluxograma do procedimento de aprimoramento dos resultados

Tentar utilizar este aprimoramento em todos os projetos possíveis se mostrou muito tempo-intensivo demorando mais de 3 horas para completar os projetos, pois somente a simulação de um projeto no FEMM e Simulink pode demorar mais que o cálculo de todos os projetos na metodologia dependendo do número de núcleos e da precisão das simulações. Uma alternativa considerada foi realizar as simulações somente para um conjunto selecionado de projetos. Isto permite a obtenção de resultados teoricamente mais precisos e detalhados sem tomar um tempo muito significativo.

Observando os efeitos considerados no projeto dos indutores ainda é possível identificar alguns problemas e melhoria a serem feitas, algumas já bem conhecidas, outras não.

Foi observado que as perdas no cobre nos indutores com condutores trançados apresentou erros maiores que o esperado. Foi considerado a possibilidade disto ser devido ao aumento do comprimento individual de cada fio devido ao trançamento. Mas este incremento além de depender de como foi feito, em termos do número e diâmetro dos fios e da tensão aplicada na torção, não há uma forma clara de se calcular ou estimar comprimento adicional sem saber como será o formato final do enrolamento criado, o que também deve-se levar em consideração as curvas que o enrolamento deve fazer para

se criar as espiras no núcleo. Foi utilizado para os projetos uma constante de +20% do comprimento ideal para os indutores projetados o que se mostrou superestimado em algumas situações e subestimado em outras. Sendo interessante tentar criar uma estimação para o comprimento adicional ao se trançar os fios do enrolamento ou criar uma forma consistente para se trançar os fios que gere uma porcentagem de comprimento adicional constante.

Outra melhoria seria a utilização do I2GSE para o cálculo de perdas no núcleo, a diferença em relação ao IGSE seria a melhor estimativa de perdas nos momentos em que ha aplicação de diferença de tensão zero no indutor, o que é uma parcela significativa do tempo em alguns conversores.

A temperatura estimada no projeto também deve ser considerada com bastante cautela, pois a equação depende da superfície de contato que é difícil de ser estimada. Quando em conjunto com os resultados do FEMM é possível obter uma melhor estimativa de temperatura, porém criar uma forma de se estimar a superfície de contato com o ar e o núcleo e criar um circuito térmico para o indutor pode se mostrar uma melhor forma de se obter a estimação de temperatura.

Comparando núcleos de mesma dimensão mas diferentes permeabilidades foi possível identificar algumas relações utilizando a metodologia de projeto proposta:

- Maiores permeabilidades levam a menos espiras, menor preenchimento e menor número de camadas;
- Com o menor número de camadas tem-se menores perdas por proximidade;
- Com o menor número de espiras tem-se menos perdas no condutor;
- Perdas no núcleo não apresentaram relação direta com a permeabilidade;
- Pôde-se identificar uma tendencia de maiores permeabilidades apresentarem maiores perdas no núcleo;
- Não foi possível identificar uma melhor opção de permeabilidade para perdas totais pois se mostrou depender do caso em questão.
- Utilizar menores permeabilidades aproveita melhor o volume do núcleo.

Considerando os itens acima pode-se usar como guia para um projeto a noção de que se um projeto de indutor apresenta um baixo aproveitamento da janela do núcleo, pode-se utilizar um núcleo de mesma dimensão mas com menor permeabilidade ou utilizar um núcleo de mesma permeabilidade e menores dimensões. E a mesma ideia é válida para

quando um núcleo de dada dimensão apresenta área de janela insuficiente. Porém para avaliar qual a melhor opção é sempre necessário fazer uma comparação pois a resposta depende de muitas variáveis.

A utilização do FEMM se mostrou limitada para a obtenção dos resultados tanto magnéticos quanto térmicos. Apesar disso ainda é possível retirar muitas informações mesmo com as limitações do modelo 2D. Ao utilizar duas perspectivas para a estimação da elevação de temperatura pode-se obter um limite superior e inferior para a estimação da temperatura. Os resultados de perdas no cobre acabam sendo menores que o real devido à falta da curvatura nos cabos mas ainda serve como um limite inferior. Porém mesmo resolvendo estes problemas com a utilização de programas que permitem a utilização de modelos 3D ainda estarão presentes os problemas devido à falta de informações do material o que é uma situação mais interessante mais ainda com seus impedimentos.

Deve ser notado que o modelo de indutância não linear criado requer intrinsecamente o conhecimento dos materiais e de como foi ou será construído o indutor e isto limita de certa forma seu uso. Em alguns casos não se sabe como será ou como foi construído o indutor, porém não ha outro caminho, a saturação de um indutor não pode ser desassociada de seu material e dos seus parâmetros construtivos.

No modelo apresentado foi considerado somente a curva $B \times H$ para observar a saturação do indutor, porém ainda é possível considerar os outros efeitos de alteração de permeabilidade calculando e utilizando constantes no modelo para temperatura, frequência, densidade de fluxo c.a. e campo magnético c.c. para obter resultados mais precisos do valor de indutância não considerando somente a saturação, mas todos os outros efeitos observados.

Os sistemas de medição apresentados se mostraram promissores mas necessitam melhores materiais e equipamentos para se realizar as medições, assim como algumas alterações. O sistema de ventilação no calorímetro que causa a maior parte do erro de medição do calorímetro deve ser alterado ou removido em adição a uma redução do volume do calorímetro para obter medições adequadas aos indutores medidos. O problema nesta alteração é que não será mais possível utilizar o calorímetro para a medição de perdas no semicondutor e no conversor completo, exigindo a existência de dois calorímetros para medições de perdas, sendo assim mais interessante tentar controlar a potência do sistema de ventilação.

Em geral os resultados de perdas obtidos apresentaram limites de erro maiores que a diferença entre os valores calculados nos projetos tradicionais e na metodologia proposta, o que dificulta demonstrar os benefícios de se utilizar a metodologia proposta. Porém observando o motivo dos limites de erro existirem e considerando que os resultados não negam os cálculos feitos mostra que ainda é valido melhorar os métodos de medição e tentar confirmar através de medições os cálculos utilizando a metodologia proposta.

Capítulo 9

Trabalhos Futuros

O trabalho realizado abre portas para o desenvolvimento de diversos outros trabalhos, seja identificando os pontos fracos no trabalho que devem ser melhorados aplicando as alterações necessárias e obtendo novos resultados, ou aplicando partes da metodologia criada em projetos maiores.

A melhoria do calorímetro e utilização de componentes adequados para a medição dos sinais proporciona um trabalho para a adequada verificação dos valores calculados na metodologia proposta.

Aplicar o modelo não linear de indutância criado em simulações do controle dos diferentes conversores em condições próximas à saturação permite identificar como a saturação pode afetar o controle de cada conversor.

Utilizar programas de cálculo de elementos finitos que possibilitam o uso de modelos 3D para a avaliação de elevação de temperatura e cálculo dos campos eletromagnéticos no indutor criado proporciona uma clara melhoria ao presente trabalho que também pode gerar novos trabalhos.

Também é possível, utilizando o presente trabalho, avaliar as relações entre os diferentes parâmetros de projeto e os resultados, como comparar as perdas obtidas para cada permeabilidade de um mesmo material em diferentes níveis de potência, ou mesmo avaliar a relação entre as dimensões do núcleo e o comprimento médio de cada espira nas diferentes camadas para identificar equações que facilitem a obtenção do MLT.

E finalmente e talvez mais interessante é unir esta metodologia de projeto ao projeto do conversor como um todo, para se definir o melhor valor de indutância e frequência em conjunto com a escolha dos semicondutores para atingir o que seria um conversor mais adequado para cada situação de uma maneira mais completa.

Referências[1]

BARTOLI, M.; REATTI, A.; KAZIMIERCZUK, M. K. Modeling iron-powder inductors at high frequencies. *Proceedings of 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, IEEE Conference Publications, v. 2, p. 1225–1232, 1994. Citado 6 vezes nas páginas 46, 48, 49, 64, 65 e 93.

BUSCHHORN, S.; VOGEL, K. Saving money: Sic in ups applications. In: *PCIM Europe 2014; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–7. Citado na página 25.

CHRISTEN, D. et al. Calorimetric power loss measurement for highly efficient converters. In: *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1438–1445. Citado na página 103.

CONTRERAS, S. A. D. *Estudo da aplicação de transformadores Intercelulares em Inversores de Tensão*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Minas Gerais, 2014. Citado na página 49.

COONROD, N. R. Transformer computer design aid for higher frequency switching power supplies. In: *1984 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 1984. p. 257–267. ISSN 0275-9306. Citado na página 44.

COTA, A. P. L. *Desenvolvimento de Ferramentas Computacionais para Análise de Perdas em Conversores Estáticos: Aplocação ao Cálculo de Rendimento de UPSs Trifásicas de Dupla Conversão*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Mnas Gerais, 2016. Citado na página 64.

COX, J.; MICROMETALS, I. *Iron Powder Cores for Switchmode Power Supply Inductors*. [S.l.], 2015. Disponível em: ⟨http://www.micrometals.com/appnotes/appnotedownloads/ipc4spsi.pdf⟩. Acesso em: 17 nov. 2015. Citado na página 33.

DIAS, R. A. et al. Skin effect comparative analysis in electric cables using computational simulations. In: *2018 Simposio Brasileiro de Sistemas Eletricos (SBSE)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6. Citado na página 44.

DOWELL, P. L. Effects of eddy currents in transformer windings. *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, v. 113, n. 8, p. 1387–1394, August 1966. ISSN 0020-3270. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 45.

FERREIRA, J. A. Improved analytical modeling of conductive losses in magnetic components. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 9, n. 1, p. 127–131, Jan 1994. ISSN 0885-8993. Citado na página 45.

[1] De acordo com a Associação Brasileira de Normas Técnicas. NBR 6023.

FIORILLO, F. Measurements of magnetic materials. v. 47, p. S114, 03 2010. Citado na página 110.

FIORILLO, F. et al. Soft magnetic materials. 11 2016. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 95.

FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, C.; UMANS, S. D. *Máquinas Elétricas*. 6. ed. [S.l.]: Bookman, 2006. Citado na página 30.

HILAL, B. C. A. Optimal inductor design and material slection for high power density inverters used in aircraft applications. *Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, IEEE, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 67.

IEC. *Magnetic materials – Part 6: Methods of measurement of the magnetic properties of magnetically soft metallic and powder materials at frequencies in the range 20 Hz to 200 kHz by the use of ring specimens*. [S.l.], 2018. Citado na página 110.

KNIGHT, D. W. *Practical continuous functions and formular for the internal impedance of cilindrical conductors*. 2010. Disponível em: ⟨http://www.g3ynh.info/zdocs/comps/Zint.pdf⟩. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 64.

KOPRIVICA, B.; MILOVANOVIC, A.; PLAZINIć, M. Standard methods of measurement of the magnetic properties of electrical steel strip and sheet. 11 2012. Citado na página 110.

LIU, J. et al. A method for inductor core loss estimation in power factor correction applications. *APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, IEEE Conference Publications, v. 1, p. 439–445, 2002. Citado na página 48.

MAGNETICS. *Inductor Design with Magnetics powder Core*. 2017. Disponível em: ⟨https://www.mag-inc.com/Design/Design-Guides/Inductor-Design-with-Magnetics-Powder-Cores⟩. Citado 2 vezes nas páginas 48 e 53.

MCLYMAN, C. W. T. *Transformer and Inductor Design Handbook*. 3. ed. [S.l.]: Marcel Dekker, Inc., 2004. Citado 4 vezes nas páginas 52, 53, 57 e 69.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. 2. ed. [S.l.]: John Wiley and Sons, Inc., 1995. Citado na página 65.

MüLLER, S. et al. Comparison of iron loss calculation methods for soft magnetic composite. In: *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6. Citado na página 110.

OLIVEIRA, S. V. G. *Otimização de Projeto de Fontes de Alimentação para Centrais de Telecomunicações*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2001. Citado na página 49.

PEREIRA, C. *Redes Elétricas no Domínio da Frequência*. [S.l.]: ARTLIBER, 2015. Citado 4 vezes nas páginas 29, 30, 31 e 32.

PERRY, M. P. Multiple layer series connected winding design for minimum losses. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-98, n. 1, p. 116–123, Jan 1979. ISSN 0018-9510. Citado na página 44.

ROBICHAUD, A.; BOUDREAILT, M.; DESLANDES, D. Theoretical analysis of resonant wireless power transmission links composed of electricaly small loops. *Progress In Electromagnetics Research*, v. 143, p. 485–501, 2013. Citado na página 64.

SANTANA, R. A. S. *Projeto e análise do rendimento de uma UPS monofásica de três braços e construção de um calorímetro fechado de dupla caixa*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, 2018. Citado na página 103.

SHIMIZU, T. et al. Iron loss evaluation of iron powder core suitable for inductor used in power converters. *The 2014 International Power Electronics Conference*, IEEE, 2014. Citado na página 33.

SIMPSON, N.; HOPKINS, A. N. An accurate and flexible calorimeter topology for power electronic system loss measurement. In: *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6. Citado na página 103.

SKARRIE, R. *Design of Powder Core Inductors*. Dissertação (Mestrado) — Lund University, Lund, Suécia, 2001. Citado na página 33.

URLING, A. M. et al. Characterizing high-frequency effects in transformer windings-a guide to several significant articles. In: *Proceedings, Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 1989. p. 373–385. Citado na página 44.

VANDELAC, J. P.; ZIOGAS, P. A novel approach for minimizing high frequency transformer copper losses. In: *1987 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 1987. p. 355–367. ISSN 0275-9306. Citado na página 44.

ZIENTARSKI, J. R. *Análise Modelagem e Validação Experimental de uma metodologia de projeto do indutor em Conversores Boost PFC*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2009. Citado 3 vezes nas páginas 33, 49 e 69.